SOMMAIRE

REALISATIONS

MONTAGES « FLASH »

P. 129

BANC D'ESSAIS

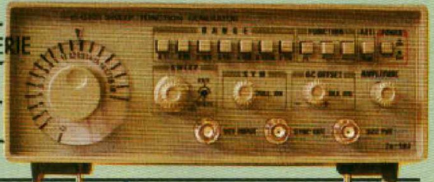


P. 8

P. 25

INITIATION

DOCUMENTATION - DIVERS



P. 105



P. 110

NOUVELLES DU JAPON

Le premier concurrent du Vidéo Walkman de Sony s'appelle Maclord AV Gear NV-V1 et porte la marque Panasonic (Matsushita). Comme le Vidéo Walkman, le Panasonic NV-V1 intègre un téléviseur et un magnétoscope lecteur-enregistreur dans un boîtier portatif. Mais ici, le magnétoscope est au format S-VHS-C, et le téléviseur possède un écran couleur plat, à cristaux liquides, de trois pouces (≃ 7,5 cm) de diagonale. Le NV-V1, dont la commercialisation commence au Japon en octobre, est le premier VHS-C avec son HiFi stéréo, grâce au nouveau tambour de têtes développé par Matsushita. Celui-ci, dérivé des machines professionnelles au format MII, possède neuf têtes : quatre têtes vidéo, quatre têtes audio et une tête d'effacement flottante.
Le NV-V1 est plus lourd et plus encombrant que le Sony : 1,5 kg (1,1 kg) et 23,8 × 14,9 × 9,9 cm (21,3 × 12,9 × 6,7 cm).
Il est aussi plus cher : 188 000 yens (10 140 F), soit 60 000 yens (2 920 F) de plus que le Sony (au Japon...). Son tuner intégré lui permet de capter et d'enregistrer les émissions de télévision, tandis qu'une caméra vidéo optionnelle miniaturisée, la Panasonic VZ-C1, lui permet de filmer. Comme Sony, Matsushita encourage les éditeurs à proposer des magazines vidéo pour les hommes d'affaires, compatibles avec la machine. Mais le NV-V1 a un autre désavantage, son autonomie de bande : 20 min (30 min en Europe) en vitesse normale, 1 heure en vitesse lente, contre plus de 2 heures en vidéo 8 mm...

LE SURSAUT DU VIDEO 8 mm

Le Vidéo Walkman, déjà imité, n'était qu'un signe avant-coureur d'une grande campagne pour le vidéo 8 mm. Les nouveaux caméscopes vidéo 8 mm sont plus performants, plus petits, plus légers et plus nombreux, en attendant les modèles High Band Vidéo 8 mm. En face, les fabricants de VHS-C et S-VHS-C rivalisent d'ingéniosité pour ne pas céder un pouce de terrain.

LE VHS-C EN AMELIORATION

Considérant que la durée des bandes est l'un des freins aux ventes de caméscopes VHS-C face aux machines vidéo 8 mm, Matsushita a décidé de l'allonger. Ce n'est pas si simple : la nouvelle bande doit utiliser un support plus mince et une couche magnétique plus dense mais également moins épaisse, sans pour autant devenir plus fragile. Matsushita espère ainsi atteindre 30 à 40 min au lieu des 20 min actuelles (en NTSC) en mode standard.
En même temps que la Maclord AV Gear NV-V1, Matsushita annonçait un nouveau caméscope S-VHS-C, le Panasonic NV-M50, qui utilise lui aussi un tambour d'enregistrement à neuf têtes. Ce sera le moins coûteux des caméscopes S-VHS-C du marché.
Toshiba, qui vient également de commercialiser un caméscope S-VHC-C, le AI-41 SV, a présenté un original VHS-C, le AI-35AF, avec fonction « Title Wip ». Il s'agit d'un système à mémoire numérique qui peut stocker un titre ou un graphique et le superposer à une image vidéo (à l'enregistrement ou à la lecture !) en le positionnant dans sept directions possibles et en le colorant dans l'une des neuf couleurs disponibles.

LE VIDEO 8 MM EN MINIATURISATION

Les nouveaux caméscopes vidéo 8 mm de Sony seront assurément plus petits grâce au FL Meca. Cette nouvelle platine d'enregistrement-lecture offre un encombrement trois fois moindre que celui de la première platine vidéo 8 mm Sony et un poids divisé par deux : 10,5 × 8,6 × 2,9 cm et 185 g. Ces caractéristiques sont importantes à considérer si l'on sait que la mécanique actuelle du Vidéo Walkman occupe la moitié du volume du boîtier. La réduction de l'encombrement est due à l'utilisation d'un nouveau tambour de têtes qui présente un diamètre de 2,7 cm (4 cm précédemment), une hauteur de 1,87 cm (4,09 cm). Le tambour est disposé horizontalement, tout comme les guides, ce qui a permis d'abaisser la hauteur de 1,5 cm à 0,5 cm. Cette platine FL Meca est pour l'instant au standard vidéo 8 mm, mais Sony envisage une version High Band (le super vidéo 8 mm) dès que le développement d'une nouvelle tête sera achevé.

RECORD DE POIDS

Le premier caméscope équipé du FL Meca, le Sony CCD-V88 ne pèse que 0,9 kg et est donc le plus léger des appareils enregistreurs-lecteurs. La nouvelle platine n'est pas le seul élément à concourir à la miniaturisation : la partie caméra utilise un système autofocus et de balance des blancs automatique à mesure au travers de l'objectif qui diminue sensiblement le nombre de circuits.
Le CCD-V88 n'en est pas moins un appareil très intéressant, équipé d'un capteur 2/3 pouce à 420 000 pixels (en NTSC).
Son obturateur électronique possède six vitesses, du 1/4000e s au 1/60e s. Mieux, le CCD-V88 intègre une mémoire numérique de 256 Ko qui peut stocker deux images numérisées (titres, dessins, etc.) à surimposer. C'est le premier caméscope à pouvoir composer avec deux images numériques.

Pierre LABEY



BANC-D'ESSAIS

MESURES SUR LES AMPLIFICATEURS

Si vous avez entre 2 690 et 4 000 F à dépenser dans un amplificateur, voici un choix de dix modèles qui devraient se ressembler, en principe. Or, il n'en n'est rien. On voit apparaître sur plusieurs modèles la mention et des commutations « vidéo ». D'autres restent résolument audio. Un point commun : la largeur, avec des variations dans la hauteur. Autre particularité, une présentation qui suit une mode : un potentiomètre de volume énorme, placé le plus souvent dans le coin droit de la façade ; la commutation des entrées s'effectue grâce à un clavier situé au centre... Quant aux puissances, elles varient, bien sûr, d'un modèle à l'autre et, à leur sujet, nous vous avons préparé une petite surprise...

LES MESURES

Puissance de sortie en régime sinusoïdal

Autour des borniers, un texte précise l'impédance minimale de l'enceinte acoustique, c'est cette donnée que nous avons prise en compte et non celle figurant dans les caractéristiques... Une impédance mini parfois inférieure et qui aurait conduit à une puissance supérieure. Respectons les conseils donnés aux utilisateurs...

Cette puissance est celle mesurée à l'apparition de l'écrêtage avec une tension secteur égale à 220 V, à 0,5 % près. Dans le cas d'un ampli 4 Ω, nous vous donnons aussi la puissance mesurée avec une charge de 8 Ω, impédance nominale classique pour une enceinte.

Puissance impulsionnelle

Ici, nous divisons la valeur de l'impédance mini par deux, car beaucoup d'amplis sont conçus pour des situations difficiles, les besoins en courant d'une enceinte acoustique peuvent être plus élevés que ceux demandés sur impédance nominale. Cette mesure exprime les possibilités de l'amplificateur sur une courte période.

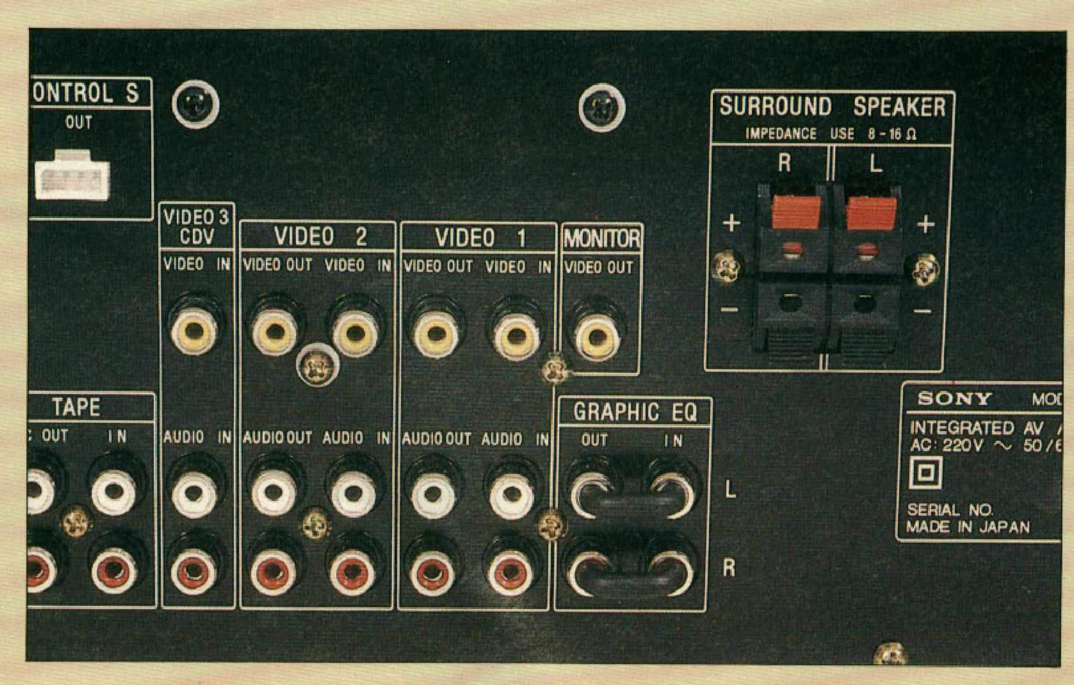
Puissance sur charge complexe

L'an dernier, nous avons utilisé une charge réactive pure, charge capacitive conduisant à un surmenage total des amplificateurs, dont un avait même succombé à nos tests...

Nous avons adouci la mesure et, au lieu d'un déphasage de 90°, nous nous sommes limités à 60°, la charge étant constituée par une résistance et un condensateur montés en parallèle.

L'impédance de l'ensemble est égale à l'impédance minimale autorisée. Ce test est effectué sur un seul canal en service, et nous mesurons la puissance de sortie jusqu'à l'apparition de la distorsion.

Parfois, l'amplificateur réagit et déclenche sa sécurité interne avant l'écrêtage. Nous



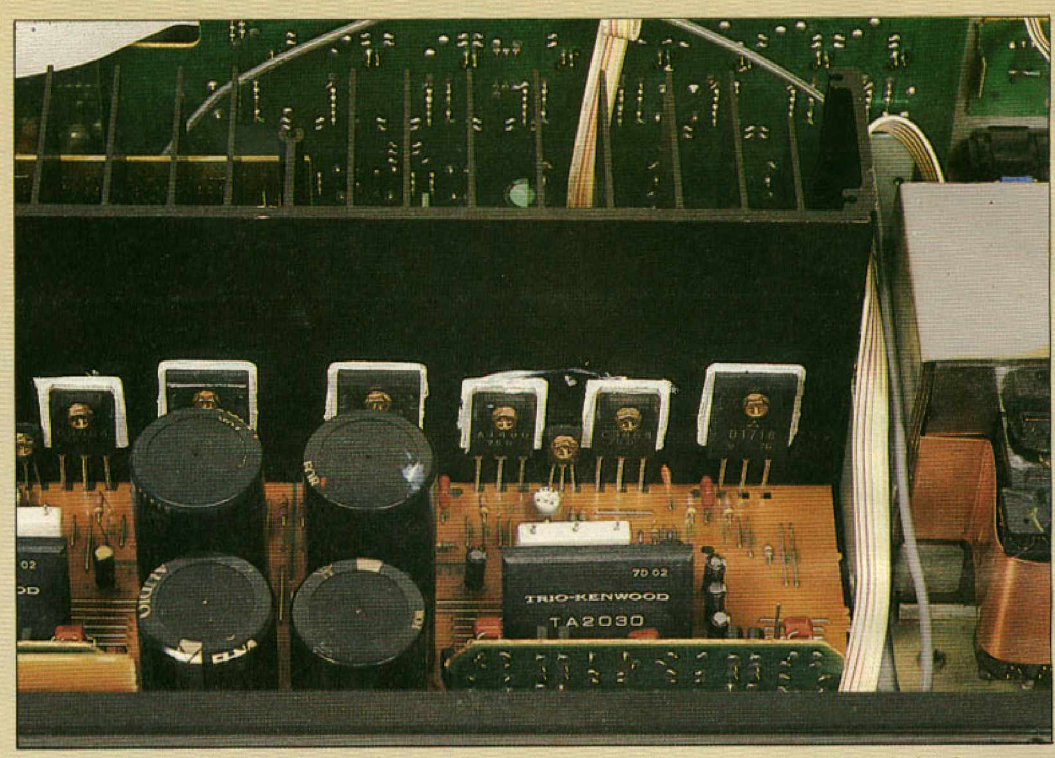
le signalons. Aucun amplificateur n'a ici succombé... Leur protection est donc suffisante.

Distorsion harmonique

Les amplificateurs d'aujourd'hui ont des performances assez étonnantes, très proches les unes des autres. Nous préciserons tout de même que la distorsion résiduelle du système de mesure est de 0,004 %. La mesure est effectuée à la puissance maximale.

Distorsion par intermodulation

Une mesure classique utilisant deux fréquences, une basse et une haute qui interfèrent, une non-linéarité dans la réponse se traduit par une modulation en amplitude de la fréquence haute. La distorsion résiduelle du système de mesure est de 0,02 %.



Kenwood : une technologie qui associe des transistors traditionnels et des circuits hybrides.

Rapport signal/bruit

Une mesure classique. La mesure pondérée tient compte de la sensibilité de l'oreille et, par conséquent, de l'audibilité du bruit de fond. Une différence importante entre les deux valeurs rend compte de la présence d'un bruit de fond peu audible, mais qui ne devrait pas être là (une « ronflette » par exemple).

Facteur d'amortissement

C'est le rapport entre l'impédance de charge et l'impédance interne de l'amplificateur.

Un facteur d'amortissement mini de 32 doit être réalisé.

Diaphonie à 20 Hz

Elle rend compte de la séparation des deux canaux lorsque la puissance est maximale et qu'il existe une ondulation importante sur l'alimentation. Ici, un seul canal est porté à la limite de la saturation, et on mesure ce qui se passe sur l'autre canal lorsque son entrée est fermée sur une résistance de 600 Ω, résistance simulant l'impédance interne d'une source.

Temps de montée

C'est le temps que met la tension de sortie pour passer de 10 à 90 % de sa valeur finale lorsque l'entrée reçoit des signaux rectangulaires à 10 kHz.

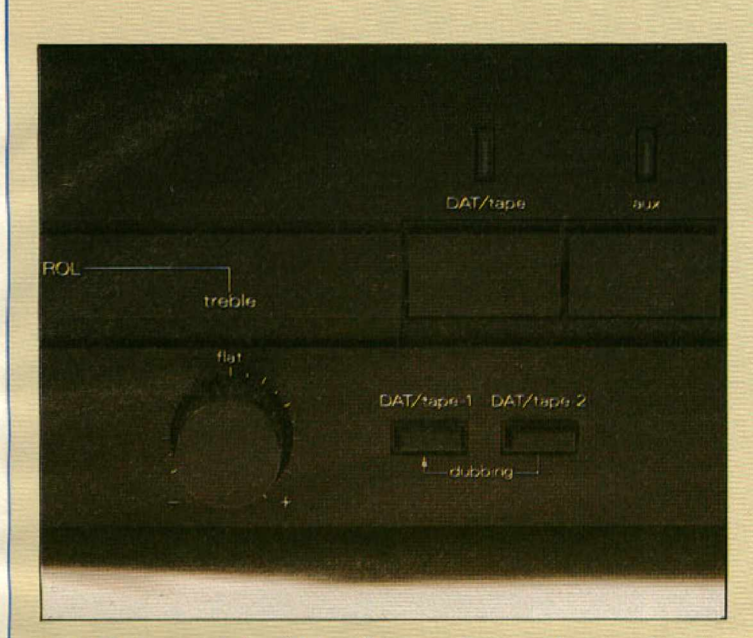
Réponse aux signaux rectangulaires

Deux réponses ici, une avec charge capacitive et l'autre sur résistance pure.

Les fronts de montée doivent être les plus raides possibles et l'ondulation, sur charge capacitive réduite.



Deux télécommandes qui servent pour toute la chaîne audio.



Le DAT n'a pas été oublié et figure en bonne place en façade, cela sera-t-il suffisant pour assurer son succès ?

LE TABLEAU

Vous trouverez pas mal de données rassemblées, des données pratiques qui vous aideront peut-être à choisir votre amplificateur en fonction de vos besoins.

Nous avons conservé ici la ligne des entrées micro, bien qu'aucun amplificateur n'en soit équipé...

Tout en bas de notre tableau, il y a le prix ; la plage, vous la connaissez. Attention, des amplificateurs comme le JVC et le Sony ont une télécommande comprise dans le prix, d'autres ont un système de commutation vidéo.

La surprise, c'est le prix du watt, watt sinus ou watt impulsionnel, une donnée à pondérer par les performances et ce que vous trouverez dans l'amplificateur. Une télécommande fait grimper le prix du watt. A remarquer aussi, les amplis capables de débiter sur 4 Ω ont des watts moins chers que ceux limités à 8 Ω.

Il reste la note, une note qui tient compte du prix des appareils et de ce qu'ils permettent...

Réponse du correcteur

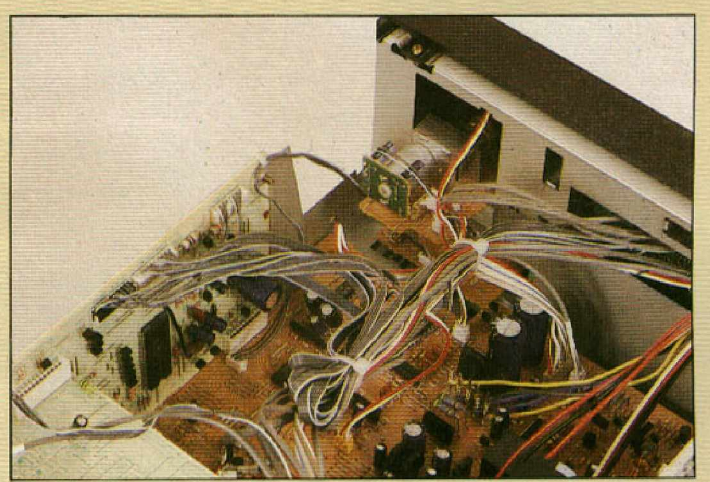
Une réponse classique en aile de papillon, peu de différence entre les différents appareils, l'efficacité maximale se rapproche de ± 10 dB.

Réponse du correcteur RIAA

Nous ne vous présentons pas la courbe RIAA qui demande une échelle de 40 dB, mais un écart par rapport à cette courbe qui permet de bien se rendre compte de la linéarité finale, celle qui vous intéresse.

En général, ce n'est pas mal sauf chez Sony qui peut mieux faire, à noter aussi, la présence, chez Marantz d'un filtre qui coupe l'extrême grave.

Une bonne idée. Attention, notre échelle verticale est très dilatée et accentue les écarts.



Sur l'amplificateur Sony, au fond, sur la platine verticale, se trouve le circuit de réverbération artificielle.

Marque	Denon	Harman Kardon	JVC	Kenwood	Luxman	Marantz	Onkyo	Sony	Technics	Yamaha
Type	PMA 730	PM 645 Vxi	AX-R551	KA 880D	LV-112	PM 65 AV	A-8170	TA-AV480	SU-V650	AX-500
Entrée haut niveau	4	3	3	3	4	5	3	4	3	3
Magnéto	2	2 (A et Vid.)	2 + 1 V	3	2	1 + 2 V	2 + 1 V	1 + 2 vid.	2	2
CD Direct.	oui	non	non	oui	oui	oui	oui	non	oui	oui
Commutation vidéo	non	oui	non	non	non	oui	oui	oui	non	non
Entrée phono	AM ou BM	AM et BM	AM	AM ou BM	AM	AM	AM ou BM	AM	AM ou BM	AM ou BM
Sélect. enregistr.	non	non	non	oui	non	oui	oui, 2	non	oui	oui
Entrée micro	non	non	non	non	non	non	non	non	non	non
Corr. physiol.	oui	oui	oui	oui	oui	non	oui	non	oui	progressif
E/S processeur	non	oui	non	non	non	oui	non	oui	magnéto 2	oui
Filtres	subsonique	subsonique	non	subsonique	subsonique	non	aigu	non	subsonique	subsonique
Correcteur	G/A	G/A	7 fréq.	G/A	G/A	G/A	G/A	G/A	G/A	G/A
Silence	non	non	non	oui	non	oui	oui	oui	non	non
Origine	Japon	Japon	Japon	Japon	Japon	Japon	Japon	Japon	Japon	Japon
Prix	3 900	3 990	2 690	3 990	3 990	3 590	3 900	3 490	3 490	2 990
Prix du W sinus	15,35	24,93	15,70	11,70	29,30	21,60	14,45	21,28	13,75	15,25
Prix du W impuls	5,32	10,28	12,70	5,70	14,45	8,93	6,77	10,90	5,80	7,11
NOTE	19	15	17	19	14	18	18	18	18	16

LE MOUVEMENT DES SATELLITES

Rassurez-vous, *Le Haut-Parleur* ne va pas se transformer en magazine de l'espace, mais, au moment où vont être lancés, à quelques jours d'intervalle, par la fusée Ariane, les deux satellites de télévision directe TDF1 et Astra, il nous a semblé opportun de donner à nos lecteurs quelques informations complémentaires aussi bien sur le comportement des satellites que celui du lanceur. Cet article est divisé en deux parties, la suite paraîtra dans notre prochain numéro.

DES NOTIONS « BIEN CONNUES » MAIS... PAS SI CONNUES QUE ÇA

Alors que les différentes revues donnent, à chaque départ d'Ariane et lors des préparatifs de la Navette, des détails sur les satellites, leurs mouvements, leurs trajectoires, il est curieux de constater à quel point nombre de gens cultivés et intelligents semblent ignorer totalement les lois simples qui régissent les déplacements de ces merveilleux engins.

Or, en parcourant les explications qui vont suivre, les lecteurs du *Haut-Parleur* pourront voir qu'il n'y a là rien de très sorcier. Ils pourront alors, lors d'un lancement comme celui qui doit bientôt intervenir pour le fameux TDF 1, suivre par la pensée avec bien plus de précision ce qui se passe, reconstituer, avec une simple calculatrice électronique, les éléments et les données qui peuvent manquer dans un compte rendu de presse.

LA LOI FONDAMENTALE DECOUVERTE PAR NEWTON

D'abord, précisons la loi qui régit tous ces mouvements : celle de l'attraction universelle. Elle dit simplement que deux corps, que nous supposerons tout d'abord très petit, (réduits à des points), dont les masses sont m et m', situés à la distance d l'un de l'autre, s'attirent mutuellement avec une force :

$F = k\,m\,m' / d^2$

Nous raisonnons dans le système MKSA, donc les masses m et m' sont exprimées en kilogrammes, la distance d en mètres, et la force F en newtons. Cette dernière unité n'est pas assez bien connue.

Précisons qu'une force de un newton est celle qui, appliquée à une masse d'un kilogramme, lui communique une accélération de un mètre par seconde à chaque seconde. L'accélération, étant une « vitesse de variation de la vitesse », doit s'exprimer comme le quotient d'une vitesse (en m/s) par un temps. On dit souvent qu'elle s'exprime en m/s^2 (mètres par seconde carrée).

Or, une masse d'un kilogramme (comme toute masse, d'ailleurs, quelle qu'en soit la valeur), soumise à l'attraction de la Terre (la pesanteur), tombe avec une accélération constante (mouvement uniformément accéléré), dans la mesure où la pesanteur seule agit sur la masse, c'est-à-dire s'il n'y a pas de frottements dus, par exemple, à l'air.

UN ORDRE DE GRANDEUR DU NEWTON

Dans les « conditions planétaires normales » (à la surface de notre Terre, à l'altitude voisine de zéro, soit au niveau la mer, à la latitude d'environ 45° et dans les années 1980-2000), cette accélération est voisine de $9{,}8\ m/s^2$. Il convient, en effet, de préciser que cela n'est vrai que dans les « CPN » (conditions planétaires normales), car l'attraction de notre planète varie en fonction de l'altitude, de la latitude et du temps. Cette valeur de $9{,}8\ m/s^2$ n'est donc qu'un ordre de grandeur, valable en un lieu donné à un instant donné.

Si l'attraction de la Terre, dans les « CPN », communique à une masse d'un kilogramme une accélération qui vaut environ 9,8 fois celle qu'une force de un newton doit communiquer à cette même masse, cela signifie que cette attraction est voisine, dans les CPN, de 9,8 N (le N est le symbole du newton). Autrement dit, un newton correspond à peu près au poids « CPN » de 1/9,8 = 0,102 kg.

DISPARITION (A FETER) D'UNE UNITE IDIOTE : LE « KILOGRAMME-FORCE »

« Pourquoi employer cette unité (newton) aussi curieuse ? » diront certains. Tout simplement parce qu'on peut maintenant se débarras-

ser de cette ancienne unité stupide (et enfin interdite) qu'était le « kilogramme-force » (ou « kilogramme-poids »), unité qui avait le triste privilège d'être **variable** d'un lieu à un autre et d'un moment à l'autre, indépendamment des erreurs quasi systématiques qu'entraînaient les conversions.
Le newton est une unité **invariable,** comme doit l'être toute unité, et son emploi dans les calculs supprime toutes les ambiguïtés liées à l'emploi de ce détestable (et heureusement défunt) « kilogramme-force ».
Il faut toutefois constater (avec regret) que le mort a la vie assez dure, et que, aidé par certains nostalgiques des erreurs antérieures, il ressuscite parfois en « kilogrammètres », en « chevaux-vapeur » et autres déchets du passé, où on doit le ranger à côté des toises, des lignes, des onces, des pieds... et autres joyeusetés de la même farine.
Pour passer à des calculs pratiques sur l'attraction, il faut connaître la valeur de la fameuse constante k (constante de l'attraction universelle) qui figure dans la formule indiquée plus haut. On est surpris par sa petitesse, car elle vaut :
$k = 6{,}6732\ 10^{-11}\ m^3/(kg\ .\ s^2)$
(ne vous étonnez pas de l'unité bizarre employée pour chiffrer k, elle est nécessaire pour l'« homogénéité » des calculs).

LES LOIS DE KEPLER

Quand on étudie le mouvement de la Lune par rapport à la Terre, on n'a pas le droit de négliger l'influence de la Lune sur la Terre. Aussi, on ne peut dire que le mouvement de la Lune doit être considéré en prenant, comme point fixe, le centre de la Terre. En fait, la Terre et la Lune tournent, l'une et l'autre, autour d'un point qui n'est pas exactement le centre de la Terre ; ce point est à peu près à 4 700 km du centre de notre planète (il est tout de même à l'intérieur du globe terrestre).
Mais, dans le cas d'un satellite artificiel, dont la masse est totalement négligeable par rapport à celle de la Terre, on considère que le centre de la Terre est fixe dans l'espace, et que le mouvement du satellite a lieu autour de ce centre.
Et quel est ce mouvement ? Si l'on excepte le cas des « sondes spatiales », lancées vers les autres planètes, le mouvement est du type « képlérien ». Il est facile d'établir la loi du mouvement et la trajectoire, par des calculs accessibles à un élève de terminale C, en utilisant la loi d'attraction universelle de Newton et les formules dites « de Binet », qui régissent le mouvement d'un corps sous l'influence d'une force qui passe par un point fixe.

On trouve alors les « lois de Kepler » (plus exactement leur application au cas de trajectoires autour de la Terre), à savoir :

1° La trajectoire (orbite) est une ellipse, dont le centre de la Terre occupe un foyer.

2° Le mouvement a lieu suivant la « loi des aires », autrement dit la droite qui joint le centre de la Terre au satellite balaye, dans le plan de l'orbite, des aires proportionnelles au temps employé pour les balayer.

3° Le carré du temps de révolution (un tour de Terre complet) est proportionnel au cube du grand axe de l'orbite.
Si l'on considère ce mouvement dans le plan de l'orbite (fig. 1), en représentant le centre de la Terre par T et le mobile (satellite) par M, on voit que la trajectoire elliptique de M est définie par :

– son grand axe PA, que l'on désigne par 2 a (la valeur a représente la moitié du grand axe) ;
– son petit axe, de longueur 2 b ;
– la distance des foyers de l'ellipse, soit TF' = 2 c (le centre de la Terre, T, est l'un des foyers, l'autre, F', est symétrique de T par rapport au centre O de l'ellipse.
Une valeur importante de la trajectoire est son excentricité e :
e = c/a = PA/TF'
Pour une trajectoire circulaire, ayant T pour centre, l'excentricité est nulle. Plus cette excentricité augmente, plus l'ellipse s'aplatit.

UN EXEMPLE NUMERIQUE

Supposons un homme de m = 75 kg à 100 mètres d'un cuirassé de 30 000 tonnes. Le calcul, facile à faire, indique que la force d'attraction mutuelle est de l'ordre de 15 μN (micronewtons). Cela correspond à peu près au poids CPN d'une masse d'un milligramme et demi, autant dire rien. Autrement dit, ce n'est pas cette attraction qui va décider notre homme à faire son avenir dans la Marine nationale.
Et c'est pourtant cette force qui régit le mouvement des astres. Mais là, malgré les valeurs énormes des distances, les masses en jeu sont si... astronomiques que les forces d'attraction sont gigantesques. Entre la Terre (masse environ 6×10^{24} kg) et la Lune (masse environ $7{,}4 \times 10^{22}$ kg), malgré la distance énorme (380 000 km en moyenne) qui les sépare, l'attraction est de l'ordre de deux cents milliards de milliards de newtons (2×10^{20} n).
Une petite difficulté intervient quand on parle de la Terre et de la Lune, encore plus de la Terre et d'un satellite artificiel : comment doit-on mesurer la distance ? Notre planète est tout de même une boule de 12 700 km de diamètre (environ) ; alors, où prend-on l'origine des distances ?
Un fait vient heureusement faciliter énormément nos calculs : avec une très bonne approximation, on peut estimer que tout se passe comme si la masse totale de la Terre était rassemblée en son centre. Il n'est même pas nécessaire, pour que cela soit vrai, que la planète ait la même densité partout. C'est heureux, car ce n'est pas du tout le cas de no-

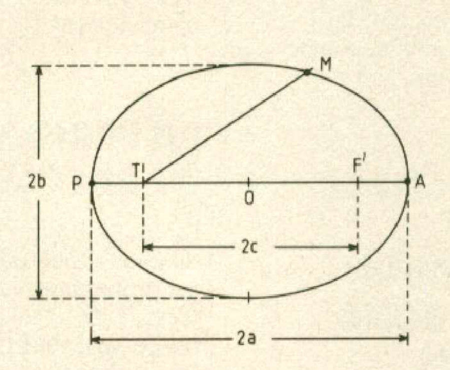


Fig. 1. – Un objet mobile M, attiré par le point T en raison inverse du carré de la distance TM, se déplace, s'il ne part pas vers l'infini (trajectoire hyperbolique) suivant une trajectoire elliptique (première loi de Kepler, quand le corps attractif est le Soleil et le mobile une planète). Le point le plus proche de T est P (périgée), le plus éloigné est l'apogée A. Le grand axe de l'ellipse est 2a, son petit axe 2b et son « excentricité, e, est le rapport b/a. Il faut une excentricité très forte pour que l'ellipse soit nettement aplatie.

tre mère la Terre (sa densité moyenne est 5,5, alors que son centre est un noyau métallique de densité proche de 8, sa surface étant faite de roches dont la densité va de 2,5 à 4).

Non, pour qu'une boule puisse agir comme si toute sa masse était rassemblée en son centre, il suffit que ladite boule ait une structure « en oignon », autrement dit qu'elle soit constituée de couches sphériques, ayant chacune une densité qui ne dépend que de sa distance au centre.

Les puristes objecteront que la Terre n'est pas sphérique, que tout le monde sait qu'elle est aplatie aux pôles et qu'elle a un « bourrelet équatorial ». C'est exact, mais sait-on ce que cela représente ? Du centre de la Terre à l'un des pôles, la distance est :

6 356,76 km

alors que, entre le centre de la Terre et un point de l'équateur, la distance est :

6 378,14 km

soit une différence de 21,4 km environ, ou 0,34 % (un pour trois cents) du rayon moyen . Donc, en première approximation, nous considérerons la Terre comme une sphère parfaite, et nous admettrons que tout se passe comme si sa masse

$m = 5{,}9742 \times 10^{24}$ kg

était concentrée exactement en son centre.

UNE ELLIPSE... C'EST BEAUCOUP PLUS ROND QU'ON NE CROIT !

Beaucoup de gens se trompent, à propos de cette excentricité (pour laquelle un meilleur nom serait « excentrement »). Si l'on demande à une personne qui n'a pas fait des calculs (forts simples) sur la question, de dessiner, par exemple, l'orbite de la planète Mars (dont l'excentricité est voisine de 0,1), il y a de fortes chances qu'elle trace une ellipse bien aplatie, dont le petit axe est beaucoup plus petit que le grand axe.

Or, le calcul dit que :

$a^2 = b^2 + c^2$

ou

$a^2 = b^2 + e^2 a^2$

soit :

$a^2 = b^2/(1 - e^2)$

Autrement dit, pour l'orbite de Mars, comme $1 - e^2 = 0{,}99$,

on en tire :

$a = 1{,}005\ b$

Cela signifie que le grand axe n'est supérieur que de 0,5 % au petit. Une telle ellipse, tracée sur un papier de telle sorte que son grand axe soit de 20 cm, a un petit axe de 19,9 cm. Personne ne peut voir que ce n'est pas un cercle parfait. Mais, en revanche, si l'on trace sur un papier cette orbite et l'un de ses foyers (le Soleil), on s'aperçoit immédiatement que ce dernier n'est pas au centre du « quasi-cercle » : avec l'échelle indiquée ci-dessus, il se trouve à 2 cm de ce centre.

Donc, l'orbite de Mars est nettement excentrée, mais pratiquement circulaire. Il ne faut pas confondre excentricité et aplatissement.

LA PERIODE DE REVOLUTION

La troisième loi de Kepler nous dit que le cube du grand axe est proportionnel au carré du temps T de révolution (temps mis par le mobile pour faire un tour de Terre complet).

Le calcul nous dit, plus précisément, que :

$a^3 = T^2\ (kM/4\ \pi^2)$ formule dans laquelle :

a désigne le demi-grand axe (longueur OP ou OA sur la fig. 1) ;

k est la constante universelle de gravitation ;

M est la masse de la Terre ;

π est la valeur 3,141592... bien connue.

Avec les valeurs numériques, on arrive à :

$a^3 = T^2 \times 1{,}0098\ .\ 10^{13}$

avec a en mètres et T en secondes.

Une formule commode, où l'on exprime le demi-grand axe en « mégamètres », c'est-à-dire en milliers de kilomètres, et en l'écrivant alors A, est :

$T = 314{,}08\ \sqrt{A^3}$

On voit que, par exemple, avec une trajectoire circulaire (e = 0) et une valeur A de 7, soit a = 7 000 km, T prend la valeur :

$314{,}8\ \sqrt{343} = 5\ 830$ s

ou 1 h 37 mn 10 s.

LA LOI DU MOUVEMENT

La seconde loi de Kepler, ou « loi des aires », est la plus complexe. Si l'on examine la trajectoire dans son plan (fig. 2), cette loi se traduit comme nous allons le voir.

Considérons la position M du mobile au temps t, et sa position M' au temps t'. La loi des aires dit que la surface hachurée, portion d'ellipse comprise entre TM et TM', est proportionnelle à t'–t, temps employé par le mobile pour aller de M en M'.

Autrement dit, si l'on suppose que l'on relie T à M par un fil en caoutchouc tendu mouillé d'encre, la surface noircie par ce fil sur le plan de la trajectoire variera proportionnellement au temps.

On en déduit tout de suite que, quand M est proche de T, la droite TM doit tourner plus vite que quand M est loin de T.

La distance de M à T varie entre un minimum, TP (M est arrivé à une des extrémités du grand axe), et un maximum, TA, quand M passe à l'autre extrémité du grand axe.

Le point P s'appelle le « périgée » (point le plus proche de la Terre), A se nommant « apogée » (point le plus loin de la Terre).

Etant donné la définition de l'excentricité e, on a :

$TP = a\,(1-e)$ et $TA = a\,(1+e)$

L'utilisation de la loi des aires pour exprimer le mouvement est fort complexe. On peut utiliser ce que les astronomes appellent « anomalie excentrique », lié à la position du mobile dans une figure où on représente le cercle ayant AP pour diamètre, mais les calculs sont complexes.

Heureusement, si l'excentricité de la trajectoire n'est pas trop grande, on peut simplifier énormément l'étude du mouvement par l'emploi de l'« approximation de Ptolémée ».

La figure 3 indique de quoi il s'agit. On repère la position angulaire de M par l'angle u que fait la direction TM avec la direction TA. Cet angle ne

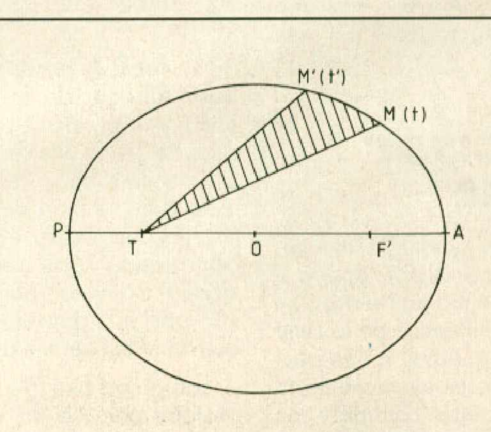


Fig. 2. – La « loi des aires » dit que la droite qui joint le centre de la Terre, T, au mobile M, balaye en un temps t'–t une surface (ici hachurée) proportionnelle au temps t'–t employé pour la balayer.

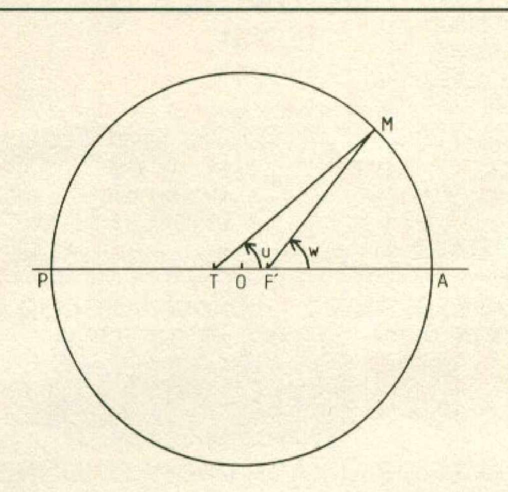


Fig. 3. – Dans le cas de presque toutes les planètes et de beaucoup de satellites, l'orbite est bien elliptique, mais elle est si proche d'un cercle qu'on ne peut voir son aplatissement. En revanche, on voit nettement que la Terre, T, n'est pas au centre O de la trajectoire. Si l'on considère le second foyer de l'ellipse, F', symétrique de T par rapport au centre O de l'ellipse, l'approximation de Ptolémée dit que la droite F'M tourne d'un mouvement presque uniforme.

varie pas du tout proportionnellement au temps, sa variation étant très rapide quand M est en P, très lente quand M est en A.

Mais, si l'on trace la droite F'M, joignant F', second foyer de l'ellipse (symétrique de T par rapport au centre O de la trajectoire), au mobile M, l'angle w que fait la droite F'M avec la direction F'A a une variation qui, au second ordre près, est presque linéaire.

Autrement dit, si l'on considère comme origine des temps le moment où M passe en A, l'angle w (en degrés), au temps t, est très proche de :

$w = 360\,t\,/\,T$

T étant la période de révolution du mobile M.

Cette loi reste valable à 5 % près jusqu'à une excentricité de 0,3. Autrement dit, pour les planètes, elle est relativement utilisable pour Mercure et Pluton (les deux « hyper-excentriques », avec e = 0,206 pour Mercure et 0,25 pour Pluton), très bonne pour Mars (e = 0,093) et quasi parfaite pour les autres planètes, la Terre inclus (e = 0,017).

VITESSE SUR LA TRAJECTOIRE

Du fait de la loi des aires, la vitesse du mobile sur sa trajectoire est :

– constante pour une trajectoire circulaire (e = 0) ;

– d'autant plus variable que l'excentricité de la trajectoire est plus grande.

On peut démontrer assez facilement que, si l'on nomme Vm la « vitesse moyenne » sur la trajectoire, la vitesse au périgée est :

$Vp = Vm/(1-e)$

et la vitesse à l'apogée :

$Va = Vm/(1+e)$

(à suivre)

J.-P. ŒHMICHEN

L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS
Générateur de dents de scie

ENONCE

Les amplificateurs opérationnels utilisés sont parfaits avec des tensions de saturation notées $\pm V_{sat}$, et le montage réalisé est représenté figure 1.

1° Le premier étage est constitué d'un amplificateur opérationnel fonctionnant en régime de commutation et de résistances R_1, kR_1 ($k < 1$). Déterminer la caractéristique $v = f(v_e)$ pour $-V_{sat} \leqslant v_e \leqslant V_{sat}$. Quel est le rôle de cet étage ?

2° Le second étage est constitué d'un amplificateur opérationnel fonctionnant en régime linéaire, d'une résistance R_2 et d'une capacité C_2. En supposant qu'à l'instant initial le condensateur C_2 soit chargé et que la ddp à ses bornes soit $v_2(0)$, déterminer la tension de sortie $v_s(t)$ appliquée à l'utilisation Z_u, dans l'hypothèse d'une tension d'entrée constante $v = +V_{sat}$, puis $v = -V_{sat}$.

3° On considère maintenant la totalité du montage, constitué des étages 1 et 2, de l'utilisation Z_u et de la liaison SE réalisée par un fil sans résistance. Décrire le signal $v_s(t)$ délivré par le montage et déterminer ses principales caractéristiques, sachant qu'à $t = 0$ le condensateur C_2 est déchargé.
Application numérique :
$V_{sat} = 13,5$ V ; $k = 0,65$; $R_2 = 10$ kΩ ; $C_2 = 0,1$ µF.

4° On remplace R_2 par le dipôle de la figure 2, constitué de deux diodes idéales D_1 et D_2, de deux résistances identiques r placées en série avec les diodes et d'un potentiomètre de résistance totale $R'_2 = 2(R_2 - r)$.
a) On place le curseur M au milieu de R'_2 ($\alpha = 0,5$). Observe-t-on une modification du signal $v_s(t)$ délivré par le nouveau montage par rapport à celui délivré par le montage précédent ?
b) Quelles caractéristiques de $v_s(t)$ peut-on contrôler en agissant sur le curseur ?

5° Quels éléments du montage faudrait-il rendre variables si on désire agir :
a) sur la période des signaux $v_s(t)$?
b) sur l'amplitude de ces signaux ?

(Problème proposé par V. ORSINI.)

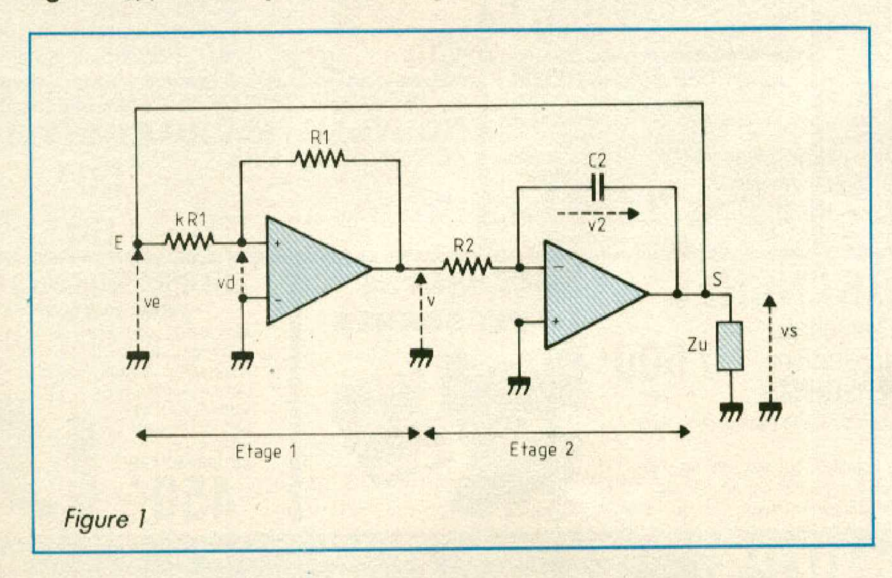


Figure 1

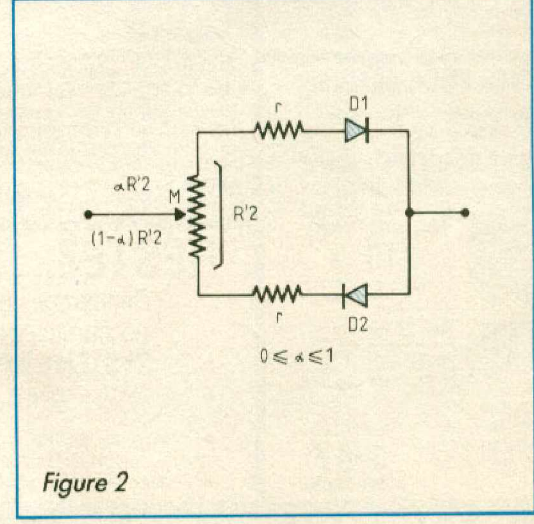


Figure 2

SOLUTION

1° Dans les axes (v_e, v), le point figuratif de l'état de l'étage 1 se trouve à l'intérieur du carré de sommets ($\pm V_{sat}$, $\pm V_{sat}$).
Par application du théorème de Millman à l'entrée non inverseuse, on relie v_d à v et v_e :

$$v_d = \frac{v_e/kR_1 + v/R_1}{1/kR_1 + 1/R_1} = \frac{v_e + kv}{1+k} \quad (1)$$

Cela étant, soit $v_e = -V_{sat}$, si $v = +V_{sat}$, on aurait, d'après (1) :

$$v_d = \frac{1}{1+k}(-V_{sat} + kV_{sat}) < 0$$

ce qui est incompatible avec l'hypothèse de l'A. Op saturé positivement ($v = +V_{sat}$).
Donc $v = -V_{sat}$ et, d'après la relation (1) :

$$v_d = \frac{1}{1+k}(-V_{sat} - kV_{sat}) = -V_{sat} < 0$$

ce qui est tout à fait conforme à l'hypothèse faite. En conclusion, pour $v_e = -V_{sat}$, le point figuratif de l'état de l'étage 1 est M_1 (fig. 3).

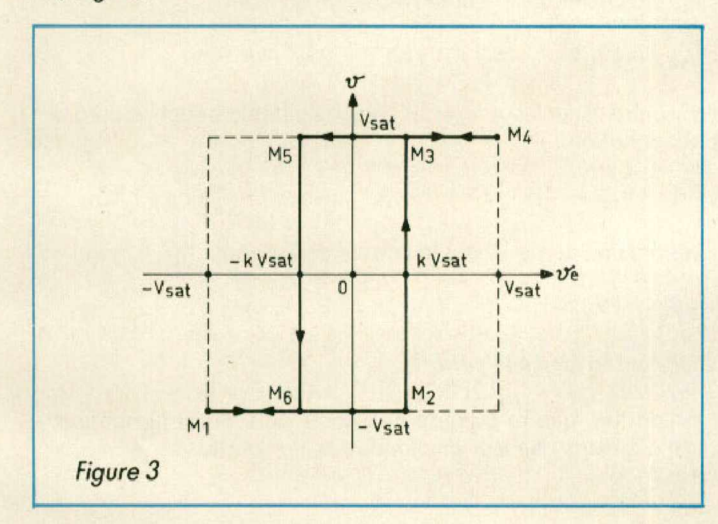


Figure 3

Faisons croître v_e de $-V_{sat}$ jusqu'à kV_{sat}. Pendant cette étape :

$$v_d = \frac{1}{1+k}(v_e - kV_{sat}) \leq 0$$

et l'A. Op conserve son état de saturation négative. On obtient ainsi le segment $M_1 M_2$ de la caractéristique.

Dès que v_e dépasse kV_{sat}, la tension différentielle v_d change de signe, et l'A. Op change d'état de saturation en se saturant positivement. Le basculement $M_2 M_3$ est très rapide et, de surcroît, il se trouve confirmé par la valeur nettement positive de v_d dans l'état M_3. En effet, on a alors :

$$v_d = \frac{1}{1+k} \cdot [(kV_{sat} + \varepsilon) + kV_{sat}] \simeq \frac{2k}{1+k} V_{sat} \gg \varepsilon$$

Si on continue à faire croître v_e, la tension différentielle v_d devient de plus en plus positive, et l'A. Op reste, *a fortiori*, saturé positivement. On obtient ainsi le segment $M_3 M_4$.

Faisons maintenant décroître v_e de V_{sat} à $-kV_{sat}$. On observe une suite d'états symétriques de ceux décrits plus haut. En particulier, pour $v_e = kV_{sat}$, la tension différentielle :

$$v_d = \frac{1}{1+k}(v_e + kV_{sat})$$

s'annule, et un basculement $M_5 M_6$ se produit avec accentuation en M_6 de la production négative de l'A. Op.

En deçà de $-kV_{sat}$ et jusqu'à $-V_{sat}$, l'A. Op reste saturé négativement (segment $M_6 M_1$).

En conclusion, l'étage 1 est un comparateur à hystérésis.

2° L'application de la loi des nœuds à l'entrée inverseuse de l'A. Op de l'étage 2 donne :

$$\frac{v}{R_2} = -C_2 \frac{dv_2}{dt} = -C_2 \cdot \frac{dv_s}{dt} \text{ car } v_2(t) = v_s(t).$$

Donc

$$\int_{v_s(0)}^{v_s(t)} dv_s = -\frac{v}{R_2C_2} \cdot \int_0^t dt \Rightarrow v_s(t) = v_s(0) - \frac{v}{\tau_2} \cdot t \quad (2)$$

L'étage α est un intégrateur, et la relation (2) est valable quelle que soit l'utilisation Z_u, si l'A. Op utilisé est parfait.

Si $v = +V_{sat}$, alors, d'après (2) : $v_s(t) = v_s(0) - \frac{V_{sat}}{\tau_2} \cdot t$ (3)

et on obtient en sortie une rampe de tension de pente négative.
Si, au contraire, $v = -V_{sat}$, alors, toujours d'après la relation (2) : $v_1(t) = v_s(0) + \frac{V_{sat}}{\tau_2} \cdot t$ (4)

et on observe en sortie une rampe de tension de pente positive.
Remarquons que les deux rampes ont même pente en valeur absolue et que les phénomènes observés sont ceux décrits par les relations (3) et (4) tant que l'A. Op de l'intégrateur n'est pas saturé (fig. 4).

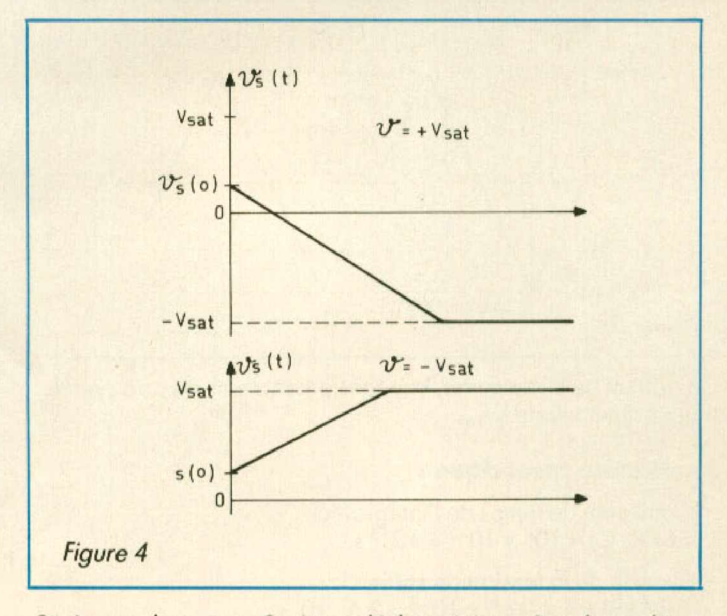


Figure 4

3° Le condensateur C_2 étant déchargé à t = 0, cela implique $v_2(0) = v_s(0) = 0$. Quant au comparateur, il est au même instant dans un état de saturation soit positive ($v = +V_{sat}$), soit né-

gative ($v = -V_{sat}$). Les deux éventualités se traitant de la même façon, faisons l'hypothèse d'une saturation initiale positive : $v = +V_{sat}$.
La tension $+V_{sat}$ étant appliquée à l'entrée de l'intégrateur, ce dernier élabore le signal de sortie :

$v_s(t) = v_s(0) - \frac{V_{sat}}{\tau_2} \cdot t$, d'après la relation (3).

A $t = t_1$, la tension de sortie atteint la tension de basculement $-kV_{sat}$. La date t_1 se calcule aisément en écrivant :

$-kV_{sat} = 0 - \frac{V_{sat}}{\tau_2} \cdot t_1$, d'où $t_1 = k\tau_2$.

Le comparateur bascule alors en saturation négative
($v = -V_{sat}$)
et l'intégrateur élabore la tension de sortie :

$v_s(t') = -kV_{sat} + \frac{V_{sat}}{\tau_2} t'$, en posant $t' = t - t_1$.

A $t = t_2$, la tension de sortie atteint la tension de basculement kV_{sat}. En utilisant la relation précédente, on calcule t'_2 :
$kV_{sat} = -kV_{sat} + V_{sat}/\tau_2 \cdot t'_2$
d'où $t'_2 = 2k\tau_2$ et $t_2 = t'_2 + t_1 = 3k\tau_2$.
A cette même date, le comparateur bascule en saturation positive ($v = +V_{sat}$), et l'intégrateur délivre la tension :

$v_s(t) = kV_{sat} - \frac{V_{sat}}{\tau_2} \cdot t''$, en posant $t'' = t - t_2$.

Un nouveau basculement se produit à $t = t_3$ quand $v_s(t)$ atteint la tension de basculement $-kV_{sat}$. On a donc :

$-kV_{sat} = kV_{sat} - \frac{V_{sat}}{\tau_2} \cdot t''_3$

d'où $t''_3 = 2k\tau_2$ et $t_3 = t''_3 + t_2 = 5k\tau_2$.
Ensuite, les phénomènes continuent à se produire périodiquement comme indiqué sur la figure 5, avec une période $T = t_3 - t_1 = 4k\tau_2$.

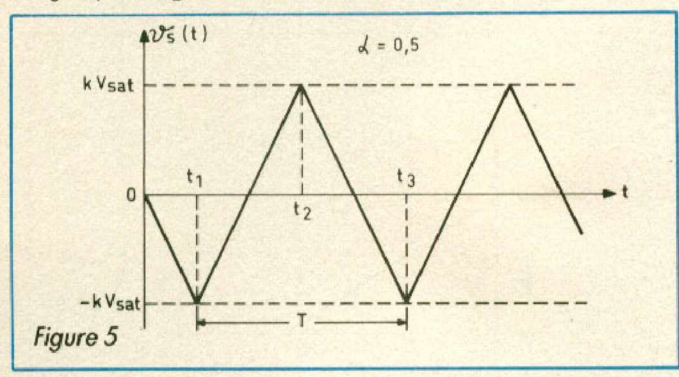


Figure 5

On obtient ainsi, en sortie, une tension en dents de scie symétriques d'amplitude kV_{sat}.

Application numérique :

- Constante de temps de l'intégrateur $\tau_2 = R_2 C_2 = 10^4 \times 10^{-7} = 10^{-3}$ s.
- Période de la tension de sortie $T = 4k\tau_2 = 4 \times 0{,}65 \times 10^{-3} = 2{,}6 \cdot 10_{-3}$.
- Amplitude du signal de sortie $kV_{sat} = 0{,}65 \times 13{,}5 = 8{,}78$ V.

4° L'entrée inverseuse de l'intégrateur est virtuellement à la masse. Lorsque le comparateur est saturé positivement, la diode D_2 est bloquée et la diode D_1 conduit en série avec la résistance ($\alpha R'_2 + r$). Quand, au contraire, le comparateur est saturé négativement, la diode D_1 est bloquée, et la diode D_2 conduit en série avec la résistance $(1-\alpha) R'_2 + r$.

a) Si le curseur M est placé au milieu de R'_2, alors $\alpha = 0{,}5$ et, quel que soit l'état de saturation du comparateur, la résistance placée en série avec la diode qui conduit vaut $0{,}5 \cdot R'_2 + r = R_2$. En conséquence, le dipole est équivalent à la résistance R_2 qu'elle remplace, et aucune modification n'est apportée au signal $v_s(t)$ délivré par le montage.

b) Pour toute autre position du curseur ($\alpha \neq 0{,}5$), la constante d'intégration de l'intégrateur est différente selon l'état de saturation du comparateur.
Ainsi, pour $v = -V_{sat}$, les rampes de tension à pente positive auront pour équation :

$v_s(t) = -kV_{sat} + \frac{V_{sat}}{\tau'_2} \cdot t$ avec $\tau'_2 = [(1-\alpha)R'_2 + r]$

Elles ont une durée T' qui se calcule en écrivant

$kV_{sat} = -kV_{sat} + \frac{V_{sat}}{\tau'_2} \cdot T'$, soit $T' = 2k\tau'_2$.

Par contre, pour $v = +V_{sat}$, les rampes à pente négative auront pour équation

$v_s(t) = kV_{sat} - \frac{V_{sat}}{\tau''_2} \cdot t$ avec $\tau''_2 = [\alpha R'_2 + r] C_2$.

Elles ont une durée T'' qui se calcule en écrivant

$-kV_{sat} = kV_{sat} - \frac{V_{sat}}{T''_2} \cdot T''$, soit $T'' = 2k\tau''_2$.

Calculons la nouvelle période
$T' + T'' = 2k(\tau'_2 + \tau''_2) = 2k(R'_2 + 2r)C_2 = 4kR_2C_2 = 4k\tau_2 = T$.
On constate que la période des dents de scie est inchangée, ainsi d'ailleurs que leur amplitude ; seule, leur forme est modifiée (fig. 6).

5° a) Pour agir commodément sur la période des signaux $v_s(t)$, il faut pouvoir agir simultanément sur les constantes de temps τ'_2 et τ''_2. Pour cela, il suffit de remplacer la capacité fixe C_2 par une capacité variable.

b) Pour agir sur l'amplitude kV_{sat} des signaux, il suffit de remplacer la résistance fixe kR_1 du comparateur par une résistance variable.

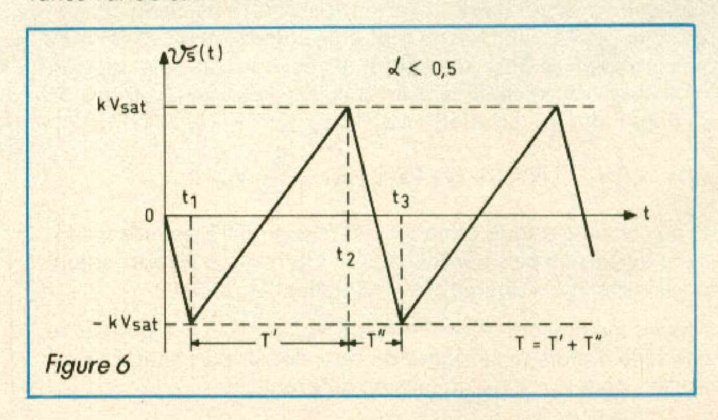
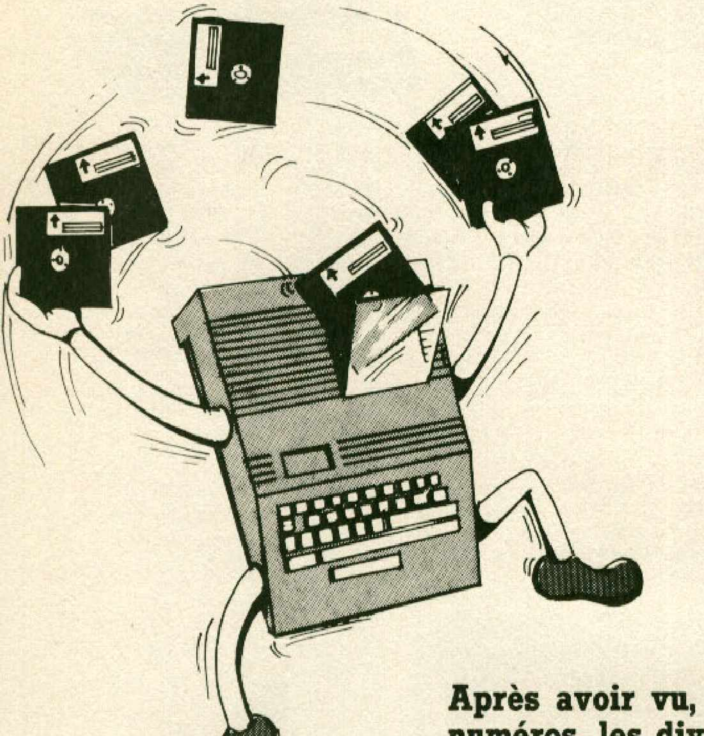


Figure 6

L'ABC DE LA MICRO-INFORMATIQUE



LIAISON PARALLELE 8 BITS OU LIAISON CENTRONICS

Après avoir vu, dans nos deux précédents numéros, les diverses utilisations possibles des interfaces parallèles en tant qu'organes d'entrées/sorties banalisés, il nous reste à vous présenter leur emploi comme interfaces Centronics ce qui représente, en micro-informatique, la majorité des cas. En effet, à de très rares exceptions près, les imprimantes connectées sur des micro-ordinateurs utilisent une liaison parallèle 8 bits encore appelée liaison Centronics.

UN PEU DE TERMINOLOGIE

Si l'appellation liaison parallèle 8 bits est on ne peut plus vague et ne fait référence à aucune norme, il en est de même de son synonyme « liaison Centronics ». En effet ce nom est directement issu de celui d'un des plus célèbres fabricants d'imprimante qui a eu l'idée de proposer le premier un type particulier de liaison parallèle pour relier ses machines aux ordinateurs de l'époque. Ses choix étant judicieux, ils ont été repris par l'immense majorité des fabricants, mais n'ont jamais fait l'objet d'aucune normalisation par un organisme officiel. Malgré cela, il est rare que deux équipements se réclamant de ce type de liaison ne puissent être connectés. Sans trop exagérer, on pourrait même affirmer qu'il est plus facile d'établir une liaison Centronics qu'une liaison série RS 232 qui, elle, est parfaitement normalisée, comme nous l'avons vu dans nos précédents numéros !

NIVEAUX ELECTRIQUES

La liaison Centronics est aussi appelée liaison parallèle 8 bits car elle travaille en parallèle avec 8 bits de données utiles. Du fait de ce parallélisme et du grand nombre de fils qu'il implique, cette liaison est généralement très courte et ce d'autant plus que les signaux utilisés sont des signaux aux normes TTL. Il est donc hors de question de les faire transiter sur plus de quelques mètres car la dégradation qu'ils subissent alors en raison des capacités parasites des câbles de liaison les rendent inutilisables.

Contrairement à la liaison série asynchrone étudiée dans nos précédents articles, la liaison parallèle Centronics est unidirectionnelle, ce qui est logique puisqu'elle a été conçue à l'origine pour relier un ordinateur à une imprimante. De plus, il n'existe aucune notion de vitesse de transmission prédéfinie car elle utilise un mode de fonctionnement appelé pompeusement « handshaking » dans certaines littératures dites spécialisées. En fait, on peut traduire cela en disant que c'est une liaison qui travaille en mode dialogue de la façon suivante.

Avant d'envoyer une donnée à l'imprimante, le calculateur teste une ligne d'état de la liaison qui indique si la machine est prête. Si ce n'est pas le cas, il attend, sinon il envoie sa donnée et signale cela à l'imprimante grâce à une ligne de validation. Cette dernière lit la donnée et signale qu'elle a terminé la lecture grâce à une ligne d'acquittement. Dès lors le calculateur sait qu'il peut envoyer la donnée suivante. En procédant de la sorte on réalise une adaptation automatique de vitesse de transmission ; le calculateur envoie en effet les données à la vitesse de prise en compte maximum permise par l'imprimante. Avec des machines récentes munies d'une mémoire tampon, une vitesse de transmission de 1 000 caractères par seconde au maximum peut être atteinte.

Ce grand principe de fonctionnement étant vu, nous allons détailler le rôle des signaux d'un peu plus près.

LES SIGNAUX PRINCIPAUX

Pour pouvoir fonctionner, une liaison Centronics n'a besoin que de quelques signaux principaux dont nous allons parler maintenant. Sur les micro-ordinateurs et les imprimantes les plus économiques, ces signaux sont souvent les seuls présents. Sur les micro-ordinateurs dignes de ce nom et sur les bonnes imprimantes, un certain nombre d'autres informations peuvent être échangées grâce à des lignes supplémentaires dont nous verrons la fonction plus avant dans cet article. Attention ! Contrairement à ce qui se passe pour les signaux de contrôle d'une liaison série RS 232, il n'est pas nécessaire ici de forcer à tel ou tel niveau ces signaux supplémentaires. S'ils sont présents, ils sont exploités, s'ils sont absents, la liaison fonctionne quand même.

A tout seigneur tout honneur, une liaison Centronics utilise une liaison de masse ou, plus exactement, plusieurs masses. En effet, vu les problèmes de transport des signaux TTL sur de longues distances, évoqués ci-avant, toute prise Centronics dispose d'un nombre de broches de masses suffisant pour permettre de câbler tous les signaux importants sous forme de paires torsadées (un signal – une masse). Un tel mode de câblage permet une meilleure immunité aux bruits, diminue les interférences entre les signaux et leur permet donc d'aller plus loin.

Compte tenu du brochage des prises Centronics et de la répartition des masses, l'utilisation de câble plat est également possible en bénéficiant, dans une moindre mesure bien sûr, des avantages ci-avant ; en effet, on obtient alors, pour presque tous les signaux, une alternance signal – masse – signal – masse, etc.

Les données sont au nombre de 8 et s'appellent DATA 1 à DATA 8 ou DATA 0 à DATA 7 selon la numérotation adoptée. Aucune règle n'existe quant aux codages de celles-ci mais il est évident que lorsque du texte est échangé entre ordinateur et imprimante, le code ASCII est toujours utilisé. Pour ce qui est des symboles ou fonctions non prévues par ce code, la plus complète pagaille règne avec, toutefois deux règles principales :

– Sur les micro-ordinateurs IBM PC et compatibles et donc sur toutes les imprimantes dites, elles aussi, compatibles, ce sont les choix IBM qui sont respectés pour ce qui est de l'utilisation des codes au-delà de 128 (au-delà du code ASCII de base donc, qui va de 0 à 127).

– Sur les imprimantes EPSON (qui sont les plus répandues sur le marché et qui sont devenues une sorte de standard) et sur les imprimantes dites compatibles EPSON, ce sont les choix faits par ce grand constructeur japonais qui sont utilisés.

Dans un cas comme dans l'autre, il ne saurait être question de parler de norme, bien entendu.

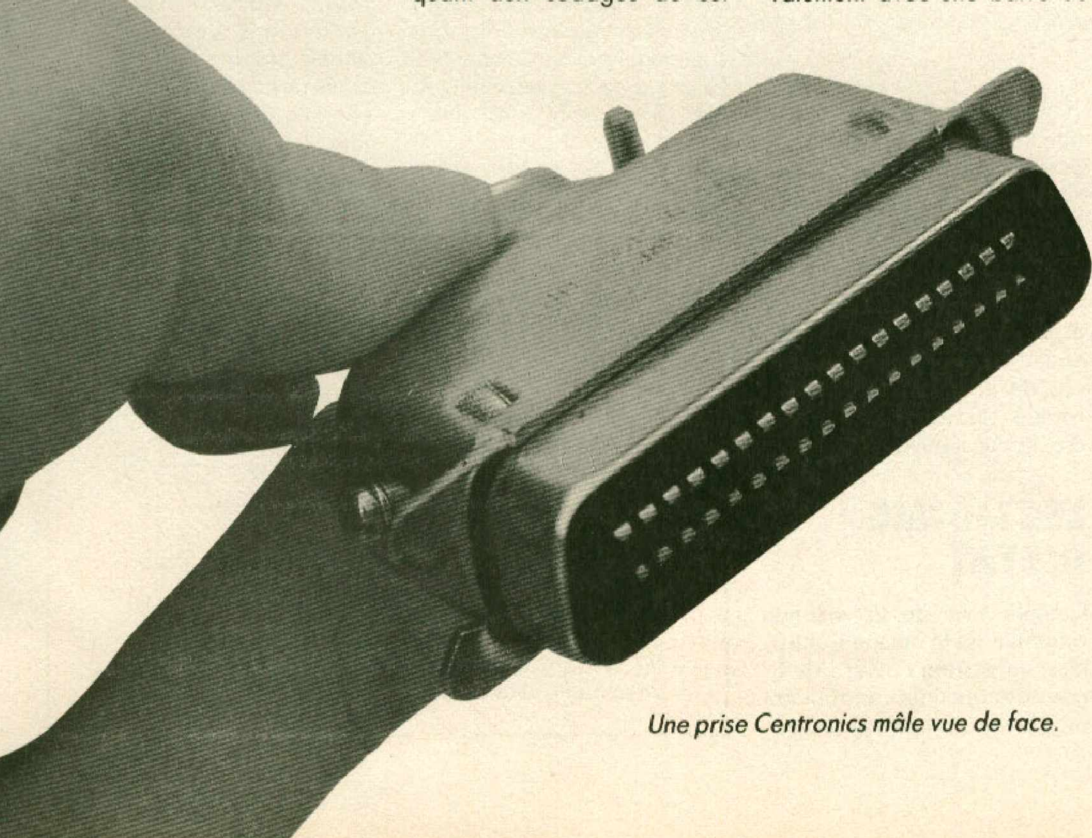
Vient ensuite la ligne de validation des données, appelée STROBE et représentée généralement avec une barre au-dessus car elle est active au niveau bas. C'est avec elle que le micro-ordinateur signale à l'imprimante que des données valides se trouvent sur DATA 1 à DATA 8.

La ligne ACKNOWLEDGE, souvent abrégée en ACK et revêtue aussi de la barre est une sortie de l'imprimante, active au niveau bas, qui indique à l'ordinateur que cette dernière a pris en compte le code présent sur DATA 1 à DATA 8.

La ligne BUSY enfin, active à l'état haut, est une sortie de l'imprimante qui indique à l'ordinateur qu'elle est occupée et qu'elle ne peut donc pas accepter de données.

Le petit chronogramme fort simple de la figure 1 va concrétiser tout cela.

Le micro-ordinateur commence par tester l'état de BUSY. Comme elle est au niveau bas, il place la donnée à envoyer sur DATA 1 à DATA 8 puis, quelques centaines de nanosecondes après, génère une impulsion sur STROBE ; impulsion d'une durée au moins égale à 500 ns. Voyant descendre STROBE, l'imprimante fait immédiatement monter BUSY indiquant ainsi qu'elle est occupée. Elle procède alors à la prise en compte des données et, lorsque c'est terminé, elle génère une impulsion sur ACKNOWLEDGE tout en faisant redescendre BUSY. Aucune relation de phase ou de temps précise n'existe ou n'est imposée pour ces deux événements qui peuvent être simultanés ou se succéder. Le micro-ordinateur peut alors envoyer la donnée suivante en respectant le même cycle. C'est facile, n'est-ce pas ?



Une prise Centronics mâle vue de face.

UN FONCTIONNEMENT TOUJOURS ASSURÉ

La présence des signaux que nous venons de décrire est obligatoire sur toute interface

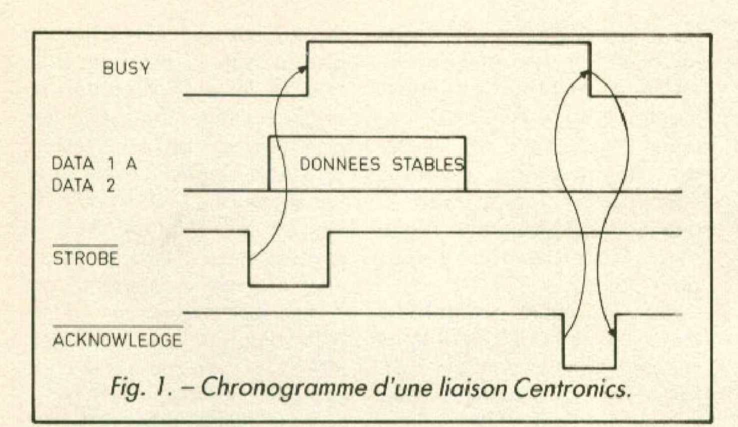


Fig. 1. – Chronogramme d'une liaison Centronics.

N° de norme	Signal
1	STROBE
2	DATA 1
3	DATA 2
4	DATA 3
5	DATA 4
6	DATA 5
7	DATA 6
8	DATA 7
9	DATA 8
10	ACKNOWLEDGE
11	BUSY
12	PE
13	–
14	AUTO FEED XT
15	ERROR
16	INIT
17	–
18 à 25	MASSE ELECTRIQUE

Fig. 3a. – Appellations des broches d'une prise Centronics DB 25.

Centronics même réduite à sa plus simple expression. Si tel est le cas, la liaison fonctionnera toujours sans qu'il soit nécessaire de faire quoi que ce soit de particulier.
Bien qu'il ne faille pas beaucoup de logique ou de logiciel pour gérer tout cela, certains fabricants cherchent à faire des économies, surtout sur du matériel bas de gamme ou grand public et, constatant que BUSY et ACKNOWLEDGE font un peu double emploi, suppriment parfois une de ces deux lignes. Ils parlent alors de liaison Centronics avec protocole utilisant ACKNOWLEDGE ou avec protocole utilisant BUSY. De tels appareils sont des sources d'ennuis car si l'équipement qui leur est connecté est conforme à ce que nous avons expliqué au paragraphe précédent, la liaison ne fonctionnera pas.
A notre connaissance, aucune imprimante de grande marque n'est dans ce cas, mais certains micro-ordinateurs simples commercialisés il y a quelques années le sont. En cas de doute, un coup d'œil rapide sur la notice permet d'éviter un mauvais achat.

LES LIGNES D'ETAT

Compte tenu de la vocation originale de la liaison Centronics, un certain nombre de lignes d'état ou de contrôle ont été définies afin que l'ordinateur puisse savoir à tout instant ce que fait l'imprimante. La présence de ces lignes est facultative et leur prise en compte par le logiciel l'est aussi. Ce qui est dommage, en revanche, c'est que nombre de logiciels ignorent ces dernières alors que les cartes d'interface bien faites savent les gérer. Voyons leurs appellations et leurs fonctions.
– PE (Paper Empty) est une sortie qui, lorsqu'elle est à l'état haut, indique que l'imprimante n'a plus de papier.
– AUTO FEED XT barre est une entrée qui, lorsqu'elle est mise à l'état bas, fait ajouter automatiquement par l'imprimante un saut ligne après chaque retour-chariot.
– CHASSIS GROUND est une liaison de masse mécanique. Dans la majorité des matériels micro-informatiques, elle est confondue avec la masse électrique à laquelle elle est reliée.
– INIT barre est une entrée de l'imprimante. Une impulsion à l'état bas de 50 µs de large au minimum provoque une initialisation de l'imprimante.
– ERROR barre est une sortie de l'imprimante qui, lorsqu'elle passe à l'état bas, signale une erreur empêchant l'impression (absence de papier, imprimante « off line », etc.).
– SLCT IN barre est une entrée de l'imprimante. Lorsque ce signal est à l'état haut, l'imprimante peut être mise « on line » ou « off line » par les codes normalisés DC_1 et DC_3 envoyés par les lignes de données. Dans le cas contraire, le passage de « on line » à « off line » ne peut avoir lieu que par le poussoir dont est munie la machine.
Sur nombre de machines, il est généralement possible de fixer en interne, grâce à des straps amovibles, l'état des lignes AUTO FEED XT barre et SLCT IN barre qui sont les deux seules entrées qui pourraient éventuellement poser problème si elles ne sont pas gérées par l'équipement qui est connecté à l'imprimante.

PRISE ET BROCHAGE

Lors de la définition de cette liaison, Centronics a également défini un connecteur que l'on retrouve sur l'immense majorité des imprimantes. Ce connecteur est le modèle Amphénol type 57-30360 à 36 contacts, plus connu maintenant sous le nom de connecteur... Centronics bien sûr !
La figure 2 précise le brochage standard de la prise Centronics officielle (la numérotation des broches est toujours la même, quel que soit le fabricant de la prise). Cette prise est toujours présente et

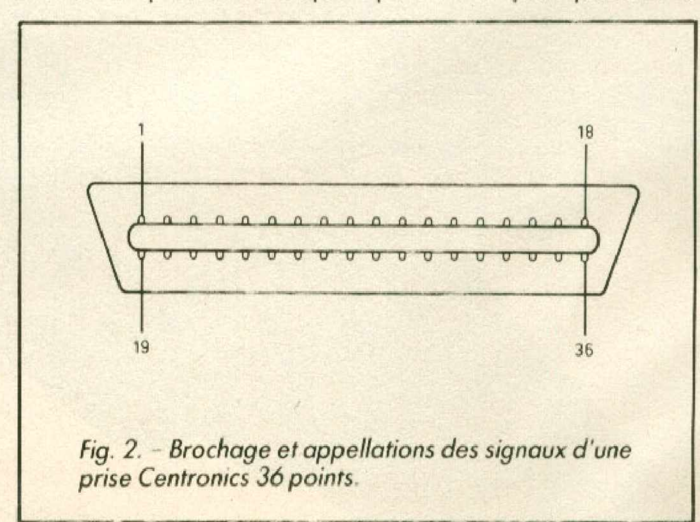


Fig. 2. – Brochage et appellations des signaux d'une prise Centronics 36 points.

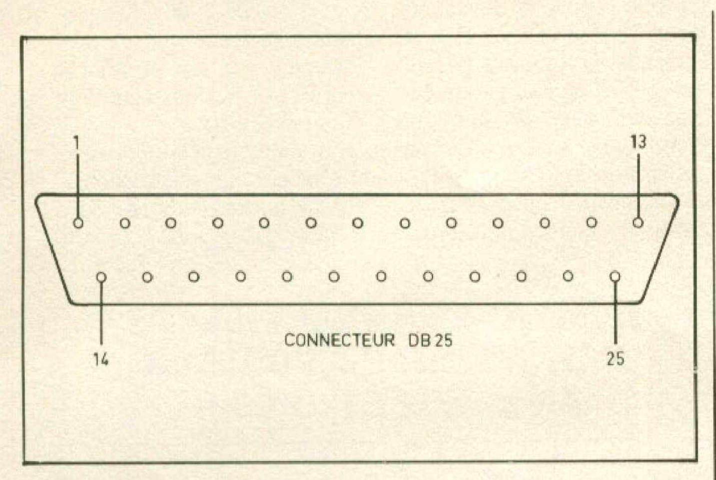


Fig. 3. – Le brochage de la prise Centronics utilisée sur les IBM PC et compatibles.

conforme à ce brochage sur les imprimantes, en revanche, côté ordinateur, la pagaille la plus complète règne, chacun faisant un peu ce qu'il veut. La seule solution pour établir la connexion consiste alors à se munir de la prise adéquate et du brochage de cette dernière et à réaliser le cordon « sur mesure » nécessaire. A titre indicatif, les micro-ordinateurs compatibles IBM PC utilisent, pour leur liaison Centronics, un connecteur... Canon 25 points (analogue à celui employé pour les liaisons série RS 232). Son brochage vous est indiqué figure 3 à titre d'information.

AUTRE CHOSE QUE DES IMPRIMANTES

Vu sa vocation initiale, la liaison Centronics est utilisée en grande partie pour connecter des imprimantes sur des ordinateurs ou micro-ordinateurs. On peut néanmoins la rencontrer aussi sur certains équipements qui sont uniquement récepteurs de données (puisqu'elle est unidirectionnelle) tels que des tables traçantes par exemple ou certains synthétiseurs vocaux pour micro-ordinateurs tels que celui que nous avons décrit ces derniers mois dans le *Haut-Parleur*.

CONCLUSION

Nous en avons fini, dans le cadre de cette initiation, avec la présentation des liaisons parallèles. Le mois prochain, nous aborderons un sujet quelque peu différent avec tout ce qui concerne les conversions analogiques/digitales et digitales/analogiques.

C. TAVERNIER

RETOUR AUX SOURCES

vieilles idées, nouvelles réalisations

2e PARTIE
suite voir n° 1756

ENCEINTE ACOUSTIQUE FILTRE DE BANDE

Brevet Henry C. Lang pour un dispositif dénommé « Sound Reproducing System », déposé le 14 avril 1953, accordé le 14 septembre 1954, sous le numéro 2.689.016.

Il s'agit bien du même M. Lang, qui collabora avec M. Baruch. L'histoire de son brevet du 14 avril 1953 est assez curieuse, ainsi d'ailleurs que son destin ; car il y avait là une idée neuve pour l'époque (bien qu'il lui fut opposé une conception signée Benecke, datant d'août 1940, enregistrée sous le numéro 2.210.477) qui fut, par la suite, reprise et précisée par divers continuateurs, et qui demeure toujours d'actualité.

En 1952, lors d'une des premières « Audio Fair » newyorkaise, une modeste firme de Cambridge (Massachusetts) la Kelton Company exposait une petite enceinte acoustique à deux voies, aux performances assez étonnantes pour ses dimensions et son prix (la figure 13 donne d'après *Audio* d'août 1954 le plan coté d'un modèle offert sous forme de kit). Parallélépipédique à base carrée (30 x 30 cm), haute de 60 cm, elle était divisée intérieurement en deux sections spécialisées. La partie supérieure constituait un coffret clos, bien amorti, d'environ 8,5 dm^3, pour un haut-parleur de diamètre 15 cm rayonnant (directement vers l'avant) les fréquences supérieures à 160 Hz environ. A l'intérieur, le volume restant (30 dm^3 environ) était divisé horizontalement par une cloison, supportant un haut-parleur de diamètre 20 cm (le classique 8 pouces), rayonnant vers une cavité inférieure également bien amortie, dont le volume était à peu près 1,5 fois celui chargeant l'arrière du haut-parleur. Finalement, le son était émis vers l'avant (les fréquences comprises entre 50 et 160 Hz à peu près) par un évent réparti, constitué de 16 trous de diamètre 12,5 mm, aux centres espacés de 5 cm. Aussi bien en 1952 qu'en 1953 et en 1954 (la Kelton Company s'était transportée à Boston), cette petite enceinte ne fit l'objet que de jugements flatteurs. Après 1954, il n'en fut plus question, sans doute un exemple de mauvais *timing* et, aussi, quelques difficultés de fabrication, tenant aux tolérances assez étroites imposées au haut-parleur interne.

Curieusement, ce n'est qu'en 1953, alors que les affaires de la Kelton Company n'étaient pas très brillantes, que M. Lang se décide à déposer un brevet, fort bien rédigé et remarquablement explicité (il est diplômé du MIT). Finalement, n'ayant pas obtenu les succès commerciaux espérés, aussi bien avec Kelton qu'avec Baruch, M. Lang abandonne la haute fidélité et s'enrôle parmi les techniciens de la firme Bolt Beranek et Newman de Boston (grande réputation en acoustique architecturale ; pas toujours couronnée de succès), où l'on perd sa trace.

Or, M. Lang avait parfaitement compris qu'en n'utilisant que le rayonnement de l'évent d'un bass-reflex, il obtenait un filtre de bande acoustique (1,6 à 1,7 octave de bande passante) atténuant à 12 dB/octave de part et d'autre de celle-ci (alors qu'un

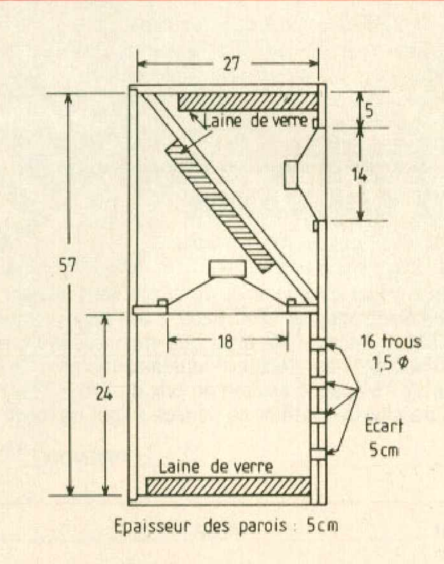


Fig. 13. – Coupe schématique, selon brevet Lang, d'une enceinte Kelton proposée en kit, par Audio, *en août 1954. Les dimensions intérieures sont données en cm. L'évent réparti se compose de 16 trous de diamètre 1,5 cm, aux centres écartés de 5 cm, disposés en carré. Puisqu'on travaille toujours les structures de Carlisle-Pierson ou de Baruch-Lang, on pourrait peut-être encore exploiter cette formule simplifiée, pour une petite enceinte acoustique. Nous disposons de meilleurs haut-parleurs qu'en 1954 ; le filtre répartiteur peut se limiter à peu de chose. Une précaution cependant, augmenter l'épaisseur des parois et bien les raidir ; le contre-plaqué américain d'épaisseur 1,5 cm, classique pour la plupart des enceintes au cours des années 50, n'a pas d'équivalent sur le marché français. L'enceinte commercialisée dans une belle ébénisterie, « De Luxe », était exactement conforme, intérieurement, au schéma du kit.*

bass-reflex classique atténue à 18 dB/octave, au-dessous de sa résonance inférieure) et conservant toujours une sérieuse charge acoustique du haut-parleur aux fréquences les plus basses par sa cavité close à l'arrière. M. Lang affirme même qu'il améliore les performances du haut-parleur interne, dont il réduit les distorsions audibles, qui tombent en dehors de la bande passante. Ayant parfaitement compris ce qu'il faisait, M. Lang donne à partir du schéma équivalent (fig. 14) – on y notera la curieuse conception de figurer en parallèle les composants de l'impédance de rayonnement, comme avec Baruch – un exemple de calcul qui est exactement calqué sur celui admis à l'époque pour le bass-reflex, afin (à partir d'un haut-parleur de 20 cm résonnant naturellement à 60 Hz, équipé d'un coffret clos de 15 dm³ environ, qui remonte sa résonance à 104 Hz) d'obtenir un émetteur sonore, couvrant la bande 50-160 Hz.

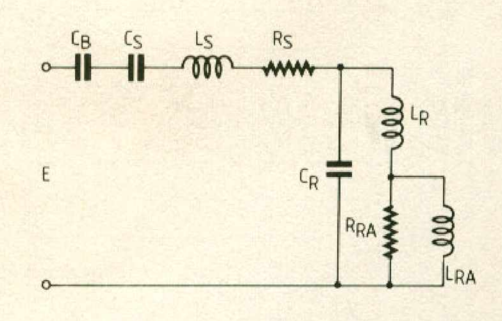


Fig. 14. – Schéma analogique simplifié accompagnant le brevet de M. Lang. C_B est l'élasticité de la cavité close à l'arrière du haut-parleur ; C_S, L_S et R_S sont respectivement l'élasticité, la masse et la résistance acoustiques directement associées au haut-parleur ; C_R est l'élasticité de la cavité antérieure, L_R la masse acoustique des trous constituant l'évent réparti (qu'il faudrait compléter d'une résistance en série) ; quant à R_{RA} et L_{RA}, ce sont les masse et résistance de rayonnement, encore une fois figurées en parallèle, comme avec Baruch-Lang (autre remarque, l'élasticité arrière est représentée en série dans le circuit, alors que le condensateur équivalent devrait avoir une armature à la masse ; un point de détail sur lequel insistent aussi bien M. Olson que M. Beranek. D'autres sont aussi négligents ; sans conséquence pour les calculs). Les frontières du filtre de bande sont grossièrement, pour l'inférieure : résonance la plus grave de la section de l'enceinte constituant un bass-reflex ; pour la supérieure : résonance du haut-parleur chargé par son coffret, à l'arrière. Entre les deux se situe la résonance parallèle de C_R et L_R qui freine les mouvements du diaphragme. Toute la mise au point consiste à choisir les composants, pour réduire au minimum le creux lié à cette résonance parallèle.

Ces calculs n'ont plus guère d'intérêt aujourd'hui ; d'autant que l'on en trouve des exemples dans tous les traités d'électro-acoustique. Les remarques expérimentales de M. Lang sont par ailleurs intéressantes ; car il observe que la réduction de distorsion harmonique due à la limitation de bande passante est plus prononcée si l'évent ne se trouve pas sur une paroi directement opposée à l'émission du haut-parleur, et que les résultats sont encore meilleurs si cette dernière paroi est recouverte de matériau absorbant. Il note aussi que les performances sont pratiquement identiques selon que l'émission s'effectue par les faces arrière ou avant du diaphragme. M. Lang insiste beaucoup sur la facilité d'adapter son invention à une très large gamme d'enceintes acoustiques, la seule règle importante étant que le rapport du volume du compartiment, accordé à l'aire de l'évent, dépasse la racine carrée de l'aire de cet évent. Le terme « évent » est pris dans un sens très large ; en particulier, M. Lang marque une préférence certaine pour l'évent « réparti ». La construction du coffret sera évidemment très rigide ; comme il était d'usage, au début des années 50, du contre-plaqué de 15 mm d'épaisseur fait l'affaire.

Et voilà l'invention de M. Lang concrétisée par l'enceinte Kelton. Les courbes de réponse (fig. 15, 16, 17) présentent la répartition des fréquences entre les deux hauts-parleurs s'opérant naturellement par le filtre passe-haut, constitué par le coffret clos du haut-parleur de 15 cm. Tous les commentateurs qui ouïrent l'enceinte Kelton, lors de diverses expositions, en firent l'éloge et, cependant, elle n'eut guère de succès, en dépit de son prix modéré (comparable à la concurrence). Peut-être mauvais *timing* ; peut-être, aussi, difficultés de fabrication : le haut-parleur de 20 cm devait, paraît-il, admettre un débattement plus important qu'il n'était d'usage pour ce type de matériel. M. Lang, reconverti dans le domaine professionnel, fut totalement oublié, au point de ne jamais figurer parmi les références citées par des auteurs (les Américains sont moins excusables que d'autres) qui proposèrent également des enceintes travaillant comme filtre de bande dans le registre grave, comme par exemple Peter W. Tappan, avec son « Transflex » de 1959. Cependant Edgar Villchur obtenait en 1954 un remarquable succès avec sa « suspension acoustique », qui n'est qu'un coffret clos, bien amorti, associé à un haut-parleur résonnant très bas, sans pour autant cesser d'être fiable. Y avait-il beaucoup à breveter ? Cela paraît mince. Villchur fonda la firme A.R « Acoustic Research », qui existe toujours mais qu'il quitta rapidement. Il se sépara assez vite de l'un de ses associés, qui devint son concurrent, sous la bannière K.L.H. Simultanément, les ingénieurs de Jensen Manufacturing Co. de Chicago, en particulier James R. Novak, mettaient au point (en 1959) toute une série de haut-parleurs de grande élasticité et de résonance très abaissée.

M. Lang aurait sans doute trouvé là les transducteurs qui lui manquèrent en 1953.

Curieusement, même si le fonctionnement n'est pas aussi simple que le pensait M. Lang, personne ne semble avoir exploité la même voie ; sauf peut-être Hitachi (1969) et, en France, notre vieil ami Joseph Léon, qui déposa le 27 septembre 1968 un brevet décrivant un dispositif très voisin, dont il ne paraît pas avoir saisi la principale caractéristique, relative au filtre de bande, ne s'intéressant qu'à la symétrie des charges acoustiques, de part et d'autres du diaphragme du haut-parleur. Il constatait l'effet filtre de bande, comme sous-produit de sa symétrie acoustique ; alors que c'était cela qu'il eut fallu interpréter et optimiser. De toute façon, l'antériorité du brevet Lang (dont il ignorait certainement l'existence) restreignait considérablement la validité de ses revendications d'originalité.

Si V_1 est négative par rapport à l'émetteur de T_1, le courant I_{E1} tombe à zéro et le transistor T_2 conduira du fait que son collecteur se trouve relié au + Vcc par T_5 ou T_6.

Si V_2 est positive par rapport à l'émetteur de T_5 et si V_1 est négative, c'est le transistor T_5 qui conduira.

Si V_2 est négative par rapport à l'émetteur de T_3 et si V_1 est positive par rapport à l'émetteur de T_1, c'est le transistor T_4 qui sera conducteur. Après ce court rappel ne concernant que les tensions instantanées, faisons varier la phase de V_2 de 90°. Ce déphasage produira des impulsions de courant dans le transistor T_4 et dans le transistor T_5 suivant le rapport cyclique de la figure 7. Les impulsions de courant traversent la résistance de charge R_L et produisent après intégration une tension démodulée. La valeur moyenne du courant en sortie est fonction du déphasage φ. Dans le cas de la figure 7, le déphasage est $\varphi = 90°$, d'où le courant $I_m = I_{5/2} = I_{4/2}$.

Ce courant varie suivant une fonction linéaire de φ. Une déviation de fréquence $- \Delta f$ produit une augmentation de φ (fig. 5c) avec une augmentation du courant I_m comme le montre la figure 8. Une déviation de fréquence $+ \Delta f$ se traduira par une diminution de φ et de I_m comme le montre la figure 9.

Fig. 6. – Synoptique du discriminateur à coïncidence.

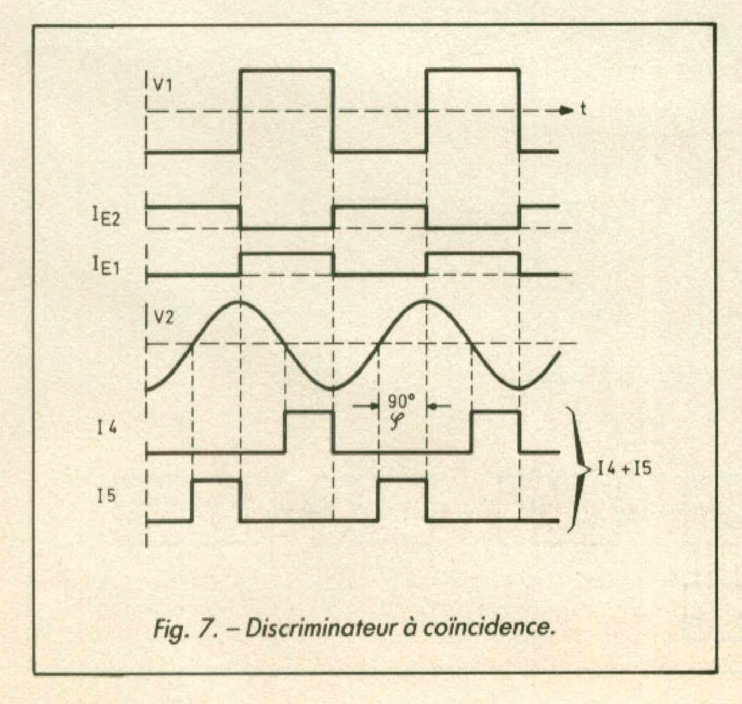


Fig. 7. – Discriminateur à coïncidence.

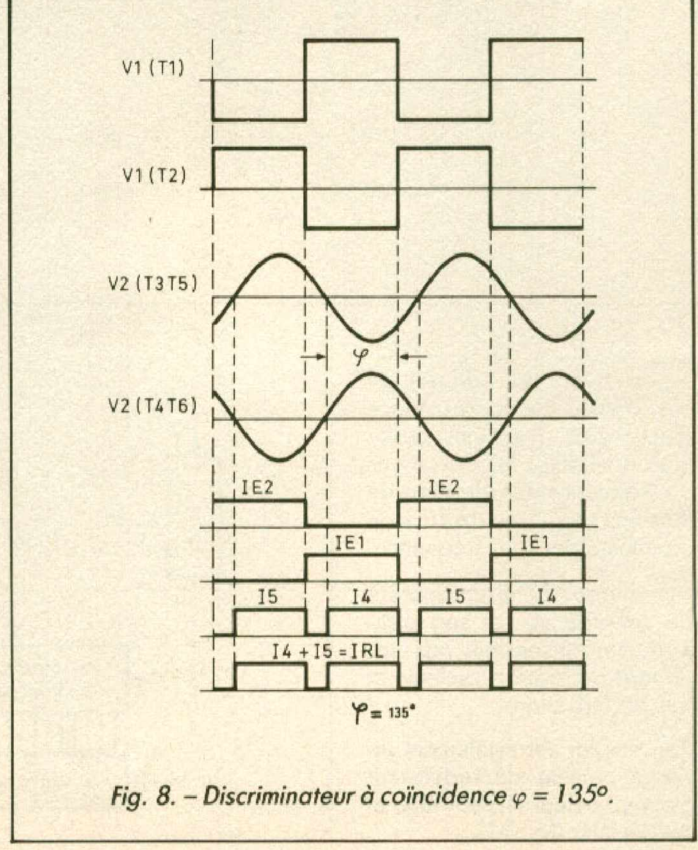
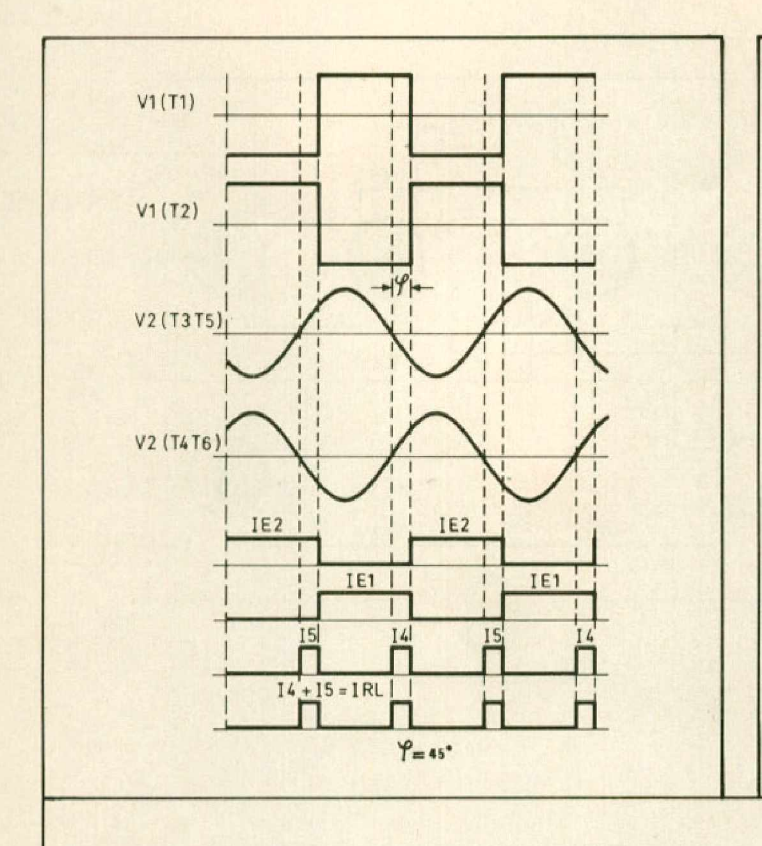


Fig. 8. – Discriminateur à coïncidence $\varphi = 135°$.



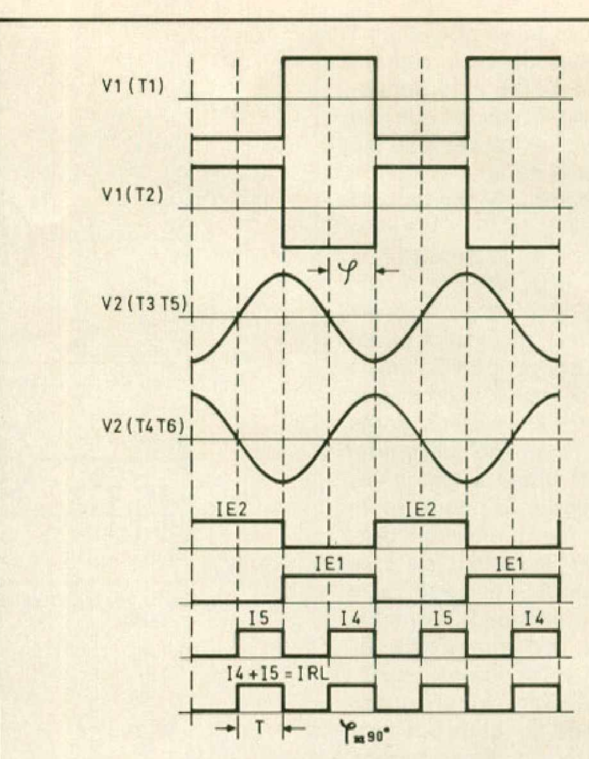


Fig. 10. (Ci-dessus). Discriminateur à coïncidence $\varphi = 90°$.

Fig. 9. (En haut à gauche). Discriminateur à coïncidence $\varphi = 45°$.

C1

V1 L V2

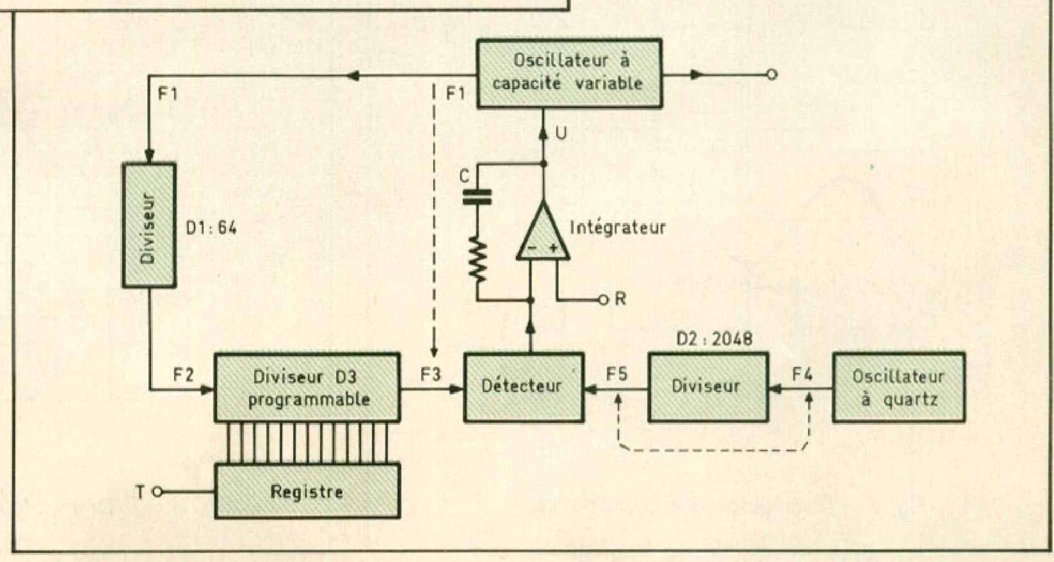
F0 = 4,406 MHz	ΔF = 1 MHz	L ≃ 8,8 µH Q0 = 75	C1 = 150 pF
F0 = 4,250 MHz	ΔF = 0,9 MHz	L ≃ 9,4 µH Q0 = 75	C1 = 150 pF

Fig. 11. Réseau de déphasage pour $F_0 = 4{,}406$ MHz et $F_0 = 4{,}250$ MHz.

Ces variations de I_m produisent des variations de tension aux bornes de la résistance de charge R_L. Il est ainsi possible de traduire les déviations de fréquence en variation de tension, ce qui est le rôle du discriminateur de fréquence.

L'avantage du discriminateur de coïncidence est son comportement insensible aux variations du rapport cyclique et aux perturbations.

Son emploi est également indiqué comme démodulateur Secam couleur 4,250 MHz et 4,406 MHz (fig. 11).



SELECTION DES CANAUX PAR DIVISEUR DE FREQUENCE PROGRAMMABLE

La reconnaissance automatique des standards facilite la réception des stations proches et lointaines sans intervention manuelle. Afin de pouvoir mémoriser les fréquences des stations reçues, nous employons un programmateur de synthèse à boucle de phase désigné généralement par PLL. Son schéma synoptique est celui de la figure 12.

Il nous montre l'oscillateur à quartz suivi d'un diviseur de fréquence, l'oscillateur muni d'une diode à capacité variable suivi également d'un diviseur de fréquence, et le détecteur de fréquence et de phase suivi d'un intégrateur de tension qui commande la fréquence de l'oscillateur à diode. Les deux fréquences appliquées au détecteur provenant du quartz et de l'oscillateur à diode produisent en sortie du détecteur des impulsions qui chargent la capacité C de l'intégrateur. Chaque charge se traduira par la naissance d'une tension à la sortie de l'intégrateur, dont la valeur va augmenter progressivement. Cette tension est appliquée à la diode à capacité variable qui constitue l'oscillateur local du sélecteur d'entrée du récepteur.

L'augmentation de cette tension produira une augmentation de la capacité de la diode donc une diminution de la fréquence de l'oscillateur local.

La fréquence f_3 va se rapprocher de la fréquence f_5 (fig. 12). A l'instant précis où f_3 est égale à f_5, le nombre d'impulsions générées par le détecteur de fréquence et de phase ne variera plus ; la tension restera constante ainsi que la fréquence de l'oscillateur local f_1.

Application : Soit à mémoriser l'un des canaux U.H.F., par exemple les fréquences du canal 21.

Porteuse image : 471,25 MHz.
Porteuse son : 477,75 MHz.
Fréquence intermédiaire image : 38,9 MHz (fig. 1).
Fréquence intermédiaire son : 32,4 MHz (fig. 1).
Oscillateur local $f_{OL} = 471{,}25 + 38{,}9 = 510{,}15$ MHz.
Le diviseur D_1 par 64 fournira $510{,}15/64 = 7{,}971$ MHz.
Le diviseur par N programmable fournira 510,15/64.N.

Le diviseur D_2 par 2 048 connecté après l'oscillateur f_4 à quartz 4 MHz produira $4/2\,048 = 0{,}0019$ MHz.
Pour que le détecteur puisse se stabiliser à zéro, nous devons obtenir l'équation $510{,}15/64.N = 4/2\,048$.
A l'aide du registre nous devons programmer le diviseur D_3 avec :

$$N = \frac{510{,}15 \,.\, 2\,048}{4 \,.\, 64} = 4\,081{,}2$$

correspondant au canal 21.
Nous employons le même procédé pour l'accord du circuit d'entrée.
L'exemple choisi ci-dessus concerne un canal en norme L ou K avec 6,5 MHz d'écart son-image. N'oublions pas l'emploi d'une télécommande dans le récepteur complet à reconnaissance automatique des standards.

R. ASCHEN

LA DOMOTIQUE OU L'ELECTRONIQUE A VOTRE SERVICE

UN ECLAIRAGE AUTOMATIQUE INTELLIGENT

Bien que notre série d'articles consacrés à la domotique n'ait parlé jusqu'à présent que de microcontrôleurs, il ne faudrait pas croire que ce sont les seuls circuits susceptibles d'être employés en ce domaine. L'article d'aujourd'hui en est une preuve éclatante puisque nous vous proposons de réaliser un éclairage automatique intelligent, qui ne fait appel qu'à de « vulgaires » circuits intégrés. Les possibilités du montage n'en sont pas moins intéressantes pour autant, comme vous allez pouvoir en juger.

Notre système est en fait un détecteur de présence destiné à commander un éclairage extérieur de villa. Son circuit de détection est conçu pour éviter au maximum les déclenchements parasites ; en outre, notre montage sait tenir compte de la luminosité ambiante pour ne commander l'éclairage que lorsque c'est nécessaire. Enfin, l'allumage de ce dernier n'a lieu que pendant un temps prédéterminé, que vous pouvez choisir entre quelques secondes et plusieurs heures. Et tout cela ne demande qu'une poignée de composants et peut être réalisé par tout amateur sachant tenir un fer à souder.

LA DETECTION DE PRESENCE

Pour détecter, en extérieur, la présence d'un être humain sans se lancer dans des réalisations très complexes de mise en œuvre, faisant appel, par exemple, à des barrières à infrarouge, la meilleure solution est d'utiliser un détecteur à infrarouge passif.

Le modèle le plus répandu sur le marché français actuel est le PID 11 de Siemens, que nous avons d'ailleurs déjà eu l'occasion d'utiliser, dans un montage plus simple que celui proposé aujourd'hui, il est vrai.

Ce détecteur transforme en signal électrique les radiations infrarouges émises par tout corps chaud et, donc, par tout être humain (ou aussi par tout animal de taille importante, hélas !). Son gros intérêt est d'être insensible aux variations de température ambiante et de détecter, en réalité, tout corps dont la température diffère de la température ambiante d'au moins 5° en plus ou en moins. Cette détection peut couvrir une plage relativement importante puisque l'on peut aller jusqu'à 7 mètres de distance.

Pour une utilisation dans des alarmes, un tel détecteur est particulièrement intéressant car, comme il est passif (il n'émet rien lui-même), il est indétectable.

La figure 1, extraite de sa fiche technique, donne ses caractéristiques directionnelles, qui sont assez marquées. Cela permet, dans notre cas, de choisir avec une bonne précision la zone de détection. La courbe de la figure 2, quant à elle, indique la variation de la tension de sortie en fonction de la distance entre détecteur et corps « chaud » et montre à l'évidence que l'on peut aller jusqu'à 7 mètres sans problème.

La figure 3 enfin va vous permettre de comprendre comment fonctionne notre montage, en donnant toutes les informations électriques relatives à ce composant. Il faut lui appliquer une tension d'alimentation positive par rapport à la masse, qui peut aller de 4 à 12 V (appelée VA sur la figure). Il délivre alors une tension de référence Vref égale à (VA-0,6)/2, comme indiqué, tandis que la patte VS délivre la tension de détection. Comme le montrent les deux courbes visibles sur cette même figure, cette tension VS est égale à Vref en l'absence de corps plus chaud ou plus froid que la température ambiante, pour s'en écarter dans un sens ou dans l'autre lorsque quelque chose de détectable s'approche du PID 11. L'amplitude de cet écart dépend bien évidemment de la différence entre les deux températures, et aussi de la distance du corps au détecteur.

Remarquez d'ailleurs que cette variation diminue avec le temps pour s'annuler au bout de quelques secondes. Dans notre cas, cela n'a aucune importance, comme vous allez le constater à l'analyse du schéma.

NOTRE SCHEMA

Notre schéma comporte deux parties : une partie détection, sur la gauche de la figure, qui est intégralement isolée du secteur et qui peut donc être placée n'importe où sans précaution particulière, et une partie commande de puissance, sur la droite, qui est reliée directement au secteur et qui doit donc être traitée avec précaution.

La partie détection est alimentée très classiquement par un transformateur, suivi d'un redressement et d'un filtrage, puis d'une régulation à 5 V par un banal régulateur intégré.

Cette tension alimente le détecteur PID 11 dont les sorties Vref et VS attaquent un comparateur à fenêtre réalisé grâce à deux comparateurs intégrés. Selon que le PID 11 détecte un corps plus chaud que l'ambiante ou un corps plus froid, c'est donc la sortie de l'un ou l'autre de ces comparateurs qui va passer au niveau haut. Une porte OU est réalisée grâce aux diodes D_2 et D_3 et permet ainsi l'alimentation de la LED contenue dans IC_2 par l'un quelconque des comparateurs.

Un autre comparateur, placé dans le bas de la figure, se charge de la mesure de la luminosité ambiante. Il utilise pour cela une LDR, c'est-à-dire une résistance dont la valeur dépend de l'éclairement (la résistance diminue en présence de lumière). Il est monté en comparateur à hystérésis afin d'offrir un basculement sans oscillation lorsque l'on se trouve au voisinage du seuil choisi, seuil réglable par le potentiomètre P_1.

Tant que la LDR est éclairée, l'entrée inverseuse du comparateur est à un niveau inférieur à celui de l'entrée non inverseuse, et la sortie de ce dernier est donc à l'état haut. Le transistor T_1 est saturé et court-circuite à la masse l'anode de la LED contenue dans IC_2 ; elle ne peut donc s'allumer, même si le PID 11 détecte quelque chose.

Dès que la luminosité baisse au-dessous du seuil choisi, le comparateur change d'état,

Fig. 1 Caractéristiques directionnelles du PID 11.

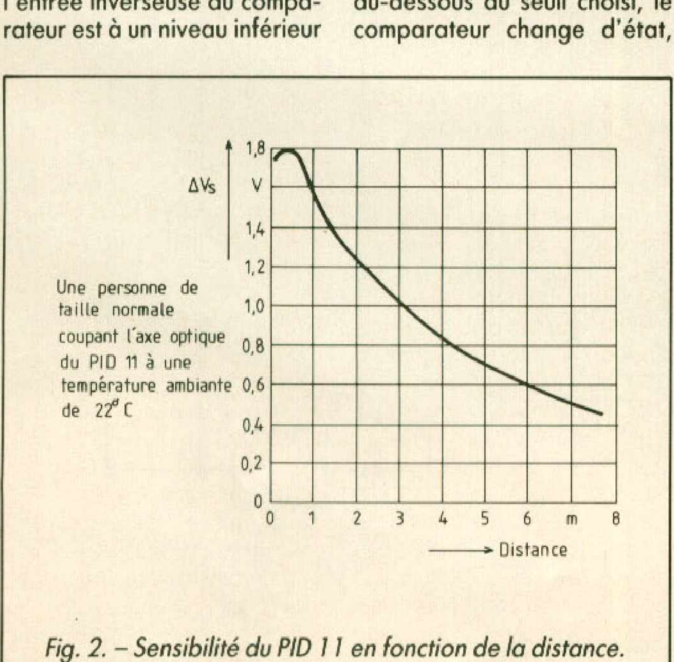


Fig. 2. – Sensibilité du PID 11 en fonction de la distance.

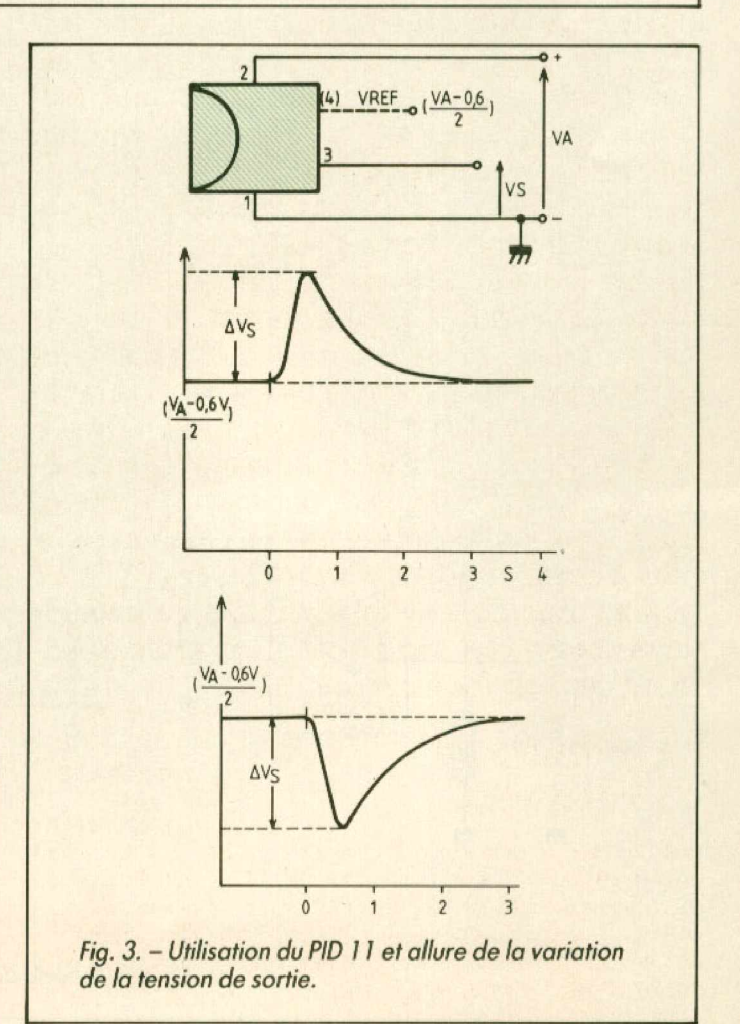


Fig. 3. – Utilisation du PID 11 et allure de la variation de la tension de sortie.

T_1 se bloque, et la LED est à nouveau sous le contrôle des comparateurs reliés au PID 11.

Cette LED fait partie intégrante du photocoupleur IC_2, dont la sortie sert à déclencher le temporisateur programmable IC_4. L'utilisation d'un photocoupleur à cet emplacement permet d'assurer une isolation parfaite entre la partie détection et la partie puissance, comme nous l'avons annoncé ci-avant.

Le temporisateur programmable IC_4 n'est autre qu'un SAB0529 de Siemens. Ce circuit est particulièrement intéressant pour les raisons suivantes :

– il s'alimente directement sur le secteur ;

– il peut générer des délais allant de 1 seconde à 31 heures 30 ;

– il commande la charge au passage par zéro du secteur afin de ne pas générer de parasite ;

– le nombre de composants externes nécessaires est très réduit ;

– et enfin, c'est un circuit très répandu et peu coûteux.

Il est utilisé ici de la façon la plus simple qui se puisse concevoir. Compte tenu du mode de connexion du photocoupleur, la mise en marche de la charge a lieu dès le changement d'état de ce dernier et elle reste en service pendant le temps programmé grâce à S_0 à S_5.

Compte tenu de l'application envisagée pour notre montage, nous n'avons pas exploité toute la plage de programmation permise par le SAB0529 et avons fixé, de manière permanente, les niveaux des pattes A, B et C. Nous vous indiquons néanmoins, dans le tableau de la figure 5, les règles de programmation complètes du SAB0529 afin de vous permettre de modifier nos choix si nécessaire. Ce tableau se lit de la façon suivante : on fixe d'abord la durée de base par choix des niveaux appliqués aux pattes A, B et C (10 secondes dans le cas de notre montage) et on choisit ensuite le multiplicateur de durée de base par action sur les pattes D à I, c'est-à-dire, dans notre cas, par action sur S_0 à S_5. Attention, ces multiplicateurs s'ajoutent si plusieurs sont sélectionnés simultanément. Ainsi, si l'on ferme S_0, S_1 et S_2, on programmera en fait un multiplicateur égal à : 1 + 2 + 4 soit 7 et on aura donc un temps de temporisation égal à 70 secondes (7 fois la durée de base de 10 secondes).

Notre SAB0529 attaque directement un triac, que nous avons choisi de 8 A sur notre maquette, ce qui est large-

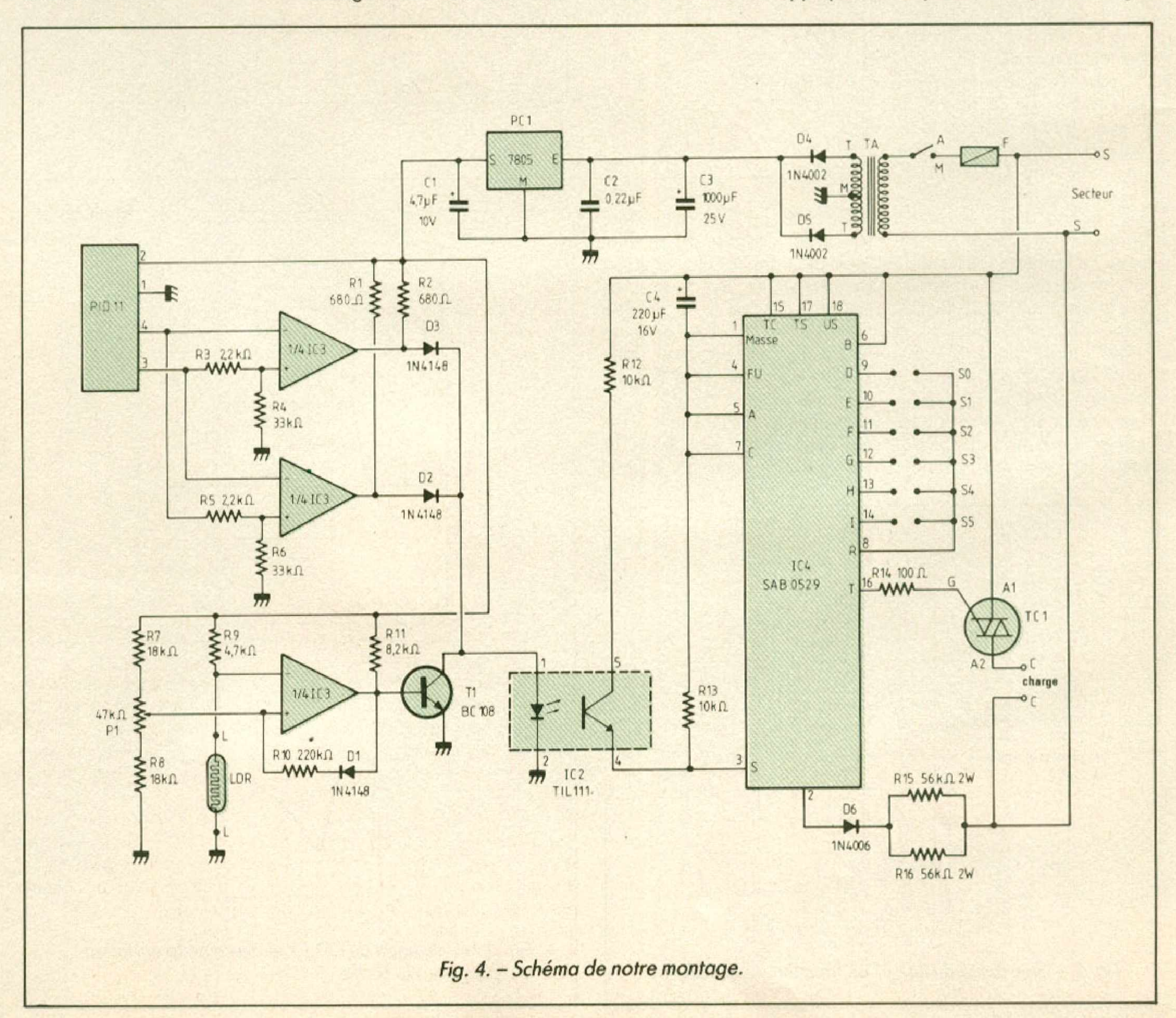


Fig. 4. – Schéma de notre montage.

ment trop, même pour un éclairage extérieur important, puisque l'on peut ainsi commander plus de 1 500 W.

LA REALISATION

Afin de faciliter au maximum la réalisation et de permettre son intégration dans quasiment n'importe quel boîtier, nous avons regroupé l'ensemble des composants, à l'exception du transformateur, sur un seul circuit imprimé au tracé fort simple. Ce dernier vous est proposé figure 6 et peut être réalisé par tout moyen à votre convenance : feutre, transferts directs ou méthode photo.

L'approvisionnement des composants ne présente aucune difficulté. Le PID 11 et le SAB0529 sont disponibles chez de nombreux revendeurs. Si le vôtre ne les tient pas en stock, il peut les commander chez tout distributeur agréé Siemens. A Paris, Erel Boutique (11 bis, rue Chaligny, 75012 Paris) en tient en principe en stock et pratique la vente par correspondance. Attention au prix du PID 11, qui peut varier dans de notables proportions d'un point de vente à un autre !

A	B	C	Durée de base
Masse	Masse	Masse	1 s
Masse	Masse	VS	3 s
Masse	VS	Masse	10 s
Masse	VS	VS	30 s
VS	Masse	Masse	1 mn
VS	Masse	VS	3 mn
VS	VS	Masse	10 mn
VS	VS	VS	30 mn

R relie A	Multiplicateur
D	× 1
E	× 2
F	× 4
G	× 8
H	× 16
I	× 32

Fig. 5. – Tableau de programmation de temps du SAB0529.

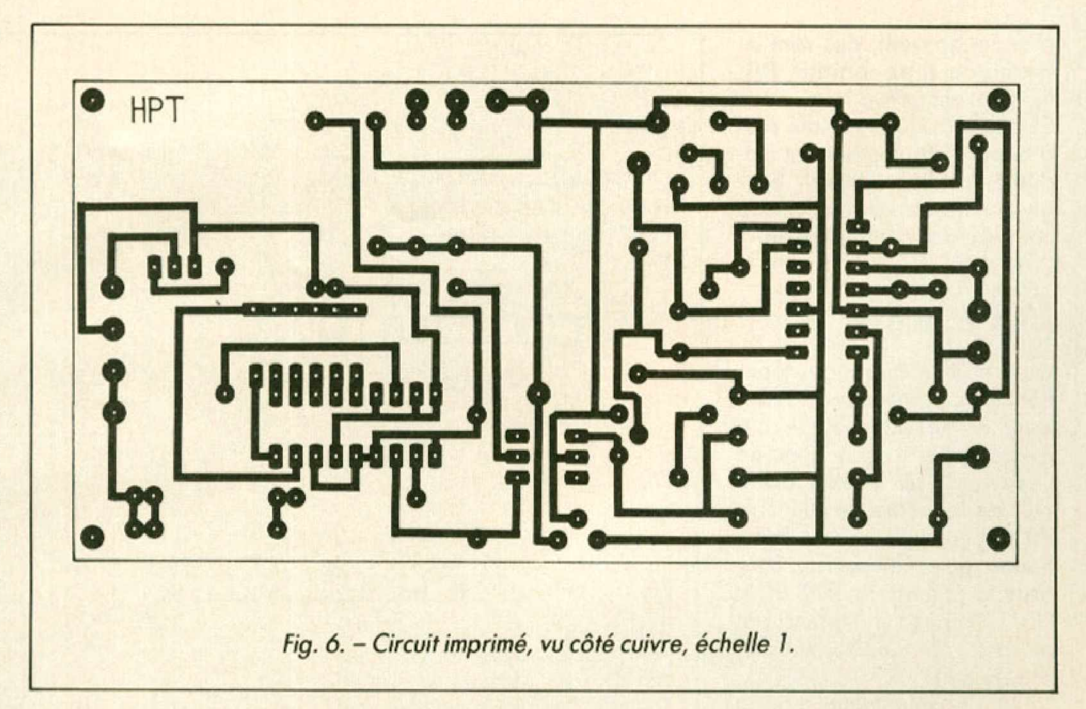


Fig. 6. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

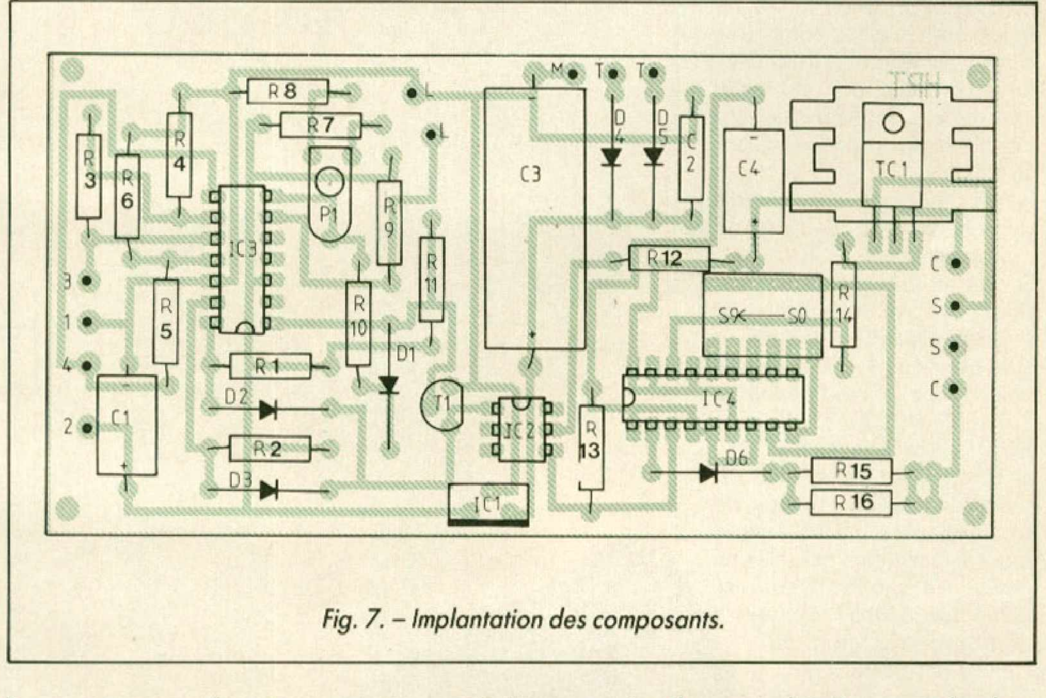


Fig. 7. – Implantation des composants.

Le montage ne présente aucune difficulté en suivant le plan d'implantation de la figure 7. Les supports ne sont pas obligatoires pour les circuits intégrés, mais nous les conseillons tout de même, au moins pour le SAB0529, car ce dernier est relié directement au secteur. En cas de catastrophe, il vaut mieux l'enlever de sur un support que le dessouder !

Le régulateur IC_1 sera muni d'un petit radiateur de quelques centimètres carrés. Il n'est pas nécessaire d'utiliser d'accessoire d'isolement puisque la patte de masse de ce régulateur est reliée à son boîtier.

Si votre triac ne commande que 100 à 200 W, il peut être monté sur le CI tel quel ; dans le cas contraire, il faut l'équiper lui aussi d'un radiateur de quelques centimètres carrés. Si vous utilisez un modèle en U, il est possible de le loger sur le circuit imprimé, car nous avons laissé un peu de place autour du triac. Attention, la majorité des triacs sont des modèles non isolés, et leur languette métallique est reliée à l'anode A_2 et, donc, au secteur. Il faut donc isoler soigneusement le radiateur et veiller à ce qu'il ne puisse venir en contact avec quoi que ce soit (boîtier ou mains de l'utilisateur !).

Les straps S_0 à S_5 pourront être des petits fils soudés ou, si la programmation doit

changer souvent, des mini-interrupteurs en boîtier DIL. Nous avons prévu le tracé du CI pour ces derniers (qui sont d'ailleurs montés sur la maquette photographiée), et il n'y a donc rien à retoucher si vous choisissez cette option.

LES ESSAIS

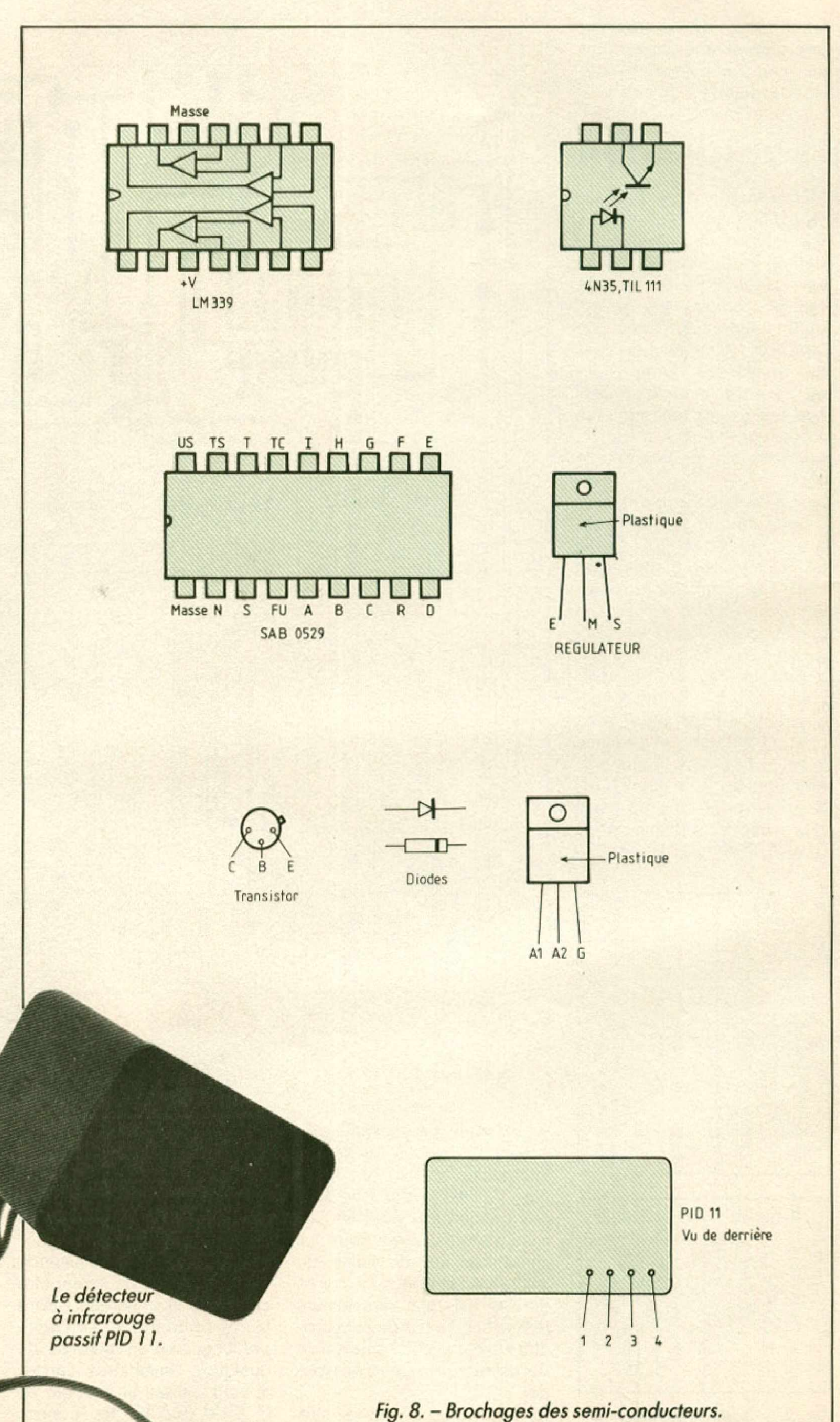
Bien que le montage fonctionne du premier coup si aucune erreur de câblage n'a été commise, il est prudent de l'essayer « sur table » plutôt que de le mettre en place et de s'apercevoir qu'il ne fonctionne pas. Connectez donc provisoirement la LDR et le PID 11 au circuit imprimé par de courts fils souples, et branchez le tout.

Placez le potentiomètre P_1 à mi-course, protégez la LDR de la lumière et agitez votre main devant le PID 11 ; la charge (une ampoule par exemple) doit alors être alimentée pendant le temps programmé par S_0 à S_5.

Faites le même essai, mais avec la LDR éclairée : rien ne doit se produire.

Si cela ne fonctionne pas, vérifiez, avec un voltmètre, si la LED est alimentée lorsque la LDR est dans le noir et que vous agitez la main devant le PID 11. Si oui, c'est côté SAB0529 qu'il faut chercher ; si non, c'est côté LM339. Compte tenu du principe de fonctionnement fort simple des comparateurs utilisés, une petite investigation avec votre voltmètre devrait permettre de trouver très vite d'où vient le problème.

Si le défaut se situe côté SAB0529, court-circuitez avec un fil les bornes 4 et 5 de IC_2.



Le détecteur à infrarouge passif PID 11.

Fig. 8. – Brochages des semi-conducteurs.

Si la charge se met à fonctionner, c'est très probablement IC_2 qui est défectueux ; si elle ne fonctionne toujours pas, il faut soupçonner votre triac ou, en dernier ressort, le SAB0529 lui-même, mais c'est un cas très rare.

Rassurez-vous, il est peu probable que vous soyez confronté à ce genre de problème, surtout si vous avez travaillé correctement et avec des composants de bonne qualité. Si tel est votre cas, vous pouvez alors passer à l'installation, pour laquelle nous avons jugé bon de vous donner quelques conseils.

CONSEILS D'INSTALLATION

Le montage lui-même est évidemment à enfermer dans un boîtier qui le mette à l'abri des intempéries. Une boîte plastique pour câblage électrique de taille adéquate convient fort bien pour un tel usage.

Le détecteur PID 11 peut être déporté du montage de quelques mètres afin de pouvoir être placé à l'endroit le plus approprié pour une détection efficace. Avant de le fixer de manière définitive, livrez-vous à quelques essais.

La LDR est à placer de telle sorte qu'elle reçoive la lumière ambiante mais non celle de l'éclairage commandé. Le mieux est d'utiliser un tube en plastique (gaine de câbles électriques par exemple) braqué vers le ciel. Attention aussi à ce que ce tube ne puisse être obscurci de manière imprévue (chute de feuilles à l'automne par exemple), car cela rendrait la détection de luminosité sans effet. Le potentiomètre P_1 est à ajuster une fois cette mise en place réelle faite en fonction de vos convenances personnelles.

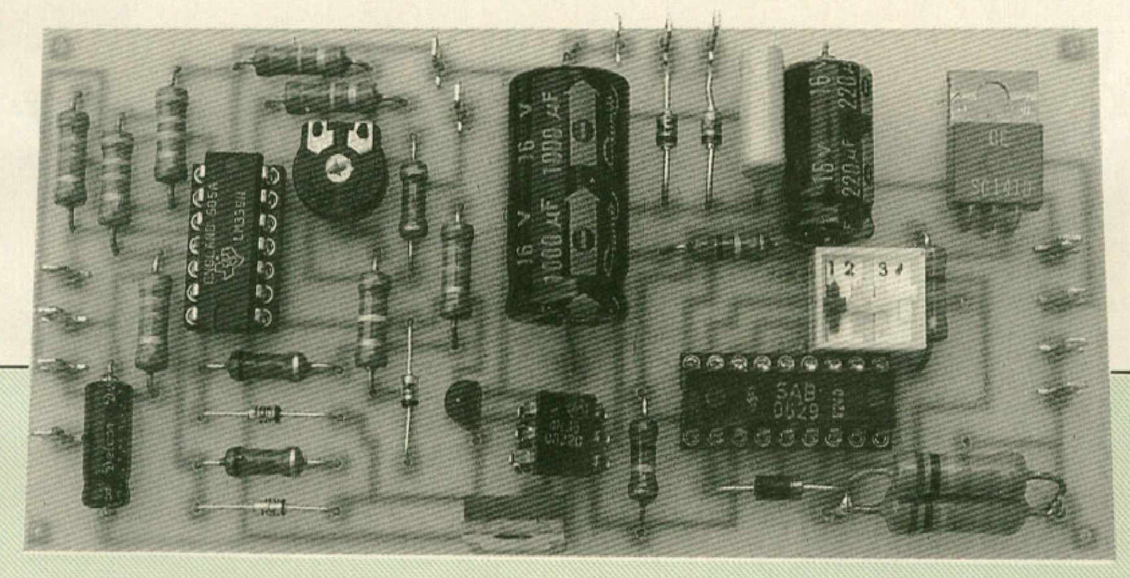
Compte tenu de l'isolement de la partie détection du montage, les câbles de liaison avec la LDR et le PID 11 n'ont pas besoin d'être spécialement isolés puisqu'ils n'ont aucun lien avec le secteur. Du fil multiconducteur, du type de celui employé en téléphonie par exemple, peut donc être utilisé pour ces liaisons.

Si le montage doit rester sous tension en permanence, ce qui est le cas le plus fréquent, il faut impérativement prévoir en série, dans le primaire du transformateur qui l'alimente, un fusible sous tube verre qui sera un modèle retardé de 100 mA environ.

CONCLUSION

Nous en avons terminé avec cette application domotique qui, bien qu'elle n'utilise aucun circuit « intelligent », n'en est pas moins utile et particulièrement efficace. Nous avons d'ailleurs vu récemment, dans un grand magasin de bricolage, un système analogue commercialisé, à un prix notablement supérieur au prix de revient de notre montage d'ailleurs !

C. TAVERNIER



Bien qu'il supporte tous les composants du montage, notre circuit imprimé est très aéré.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

PID 11 de Siemens
IC_1 : régulateur 5 V, 1 A en boîtier TO220 (7805)
IC_2 : 4N35, TIL 111
IC_3 : LM 339
IC_4 : SAB0529
D_1, D_2, D_3 : 1N914 ou 1N4148
D_4, D_5 : 1N4002 à 1N4007
D_6 : 1N4006 ou 1N4007
TC_1 : triac 8 A, 400 V (TIC226D, C226D, etc.)
LDR : LDR03, LDR05 ou LDR07
T_1 : BC 108, 109, 183, 184, 548, 549

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1, R_2 : 680 Ω
R_3, R_5 : 2,2 kΩ
R_4, R_6 : 33 kΩ
R_7, R_8 : 18 kΩ
R_9 : 4,7 kΩ
R_{10} : 220 kΩ
R_{11} : 8,2 kΩ
R_{12}, R_{13} : 10 kΩ
R_{14} : 100 Ω
R_{15}, R_{16} : 56 kΩ 2 W ou une seule résistance de 27 kΩ 4 W

Condensateurs

C_1 : 4,7 µF 10 V
C_2 : 0,22 µF mylar
C_3 : 1 000 µF 25 V
C_4 : 220 µF 16 V

Divers

TA : transformateur 220-9 V 5 VA environ
Radiateur pour IC_1
Radiateur éventuel pour TC_1
Mini-interrupteurs en boîtier DIL (facultatifs)